

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 11-317691

(43)Date of publication of application : 16.11.1999

(51)Int.Cl.

H04B 1/707

(21)Application number : 11-060927

(71)Applicant : QUALCOMM INC

(22)Date of filing : 08.03.1999

(72)Inventor : GILHOUSEN KLEIN S  
JACOBS IRWIN M  
PADOVANI ROBERTO  
WEAVER JR LINDSAY A  
WHEATLEY III CHARLES E  
VITERBI ANDREW J

(30)Priority

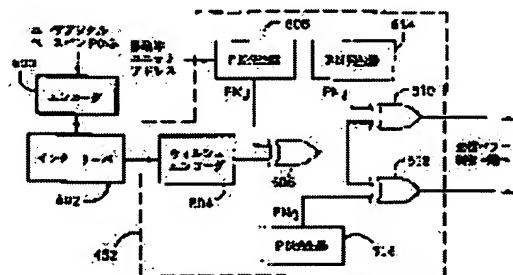
Priority number : 90 543496 Priority date : 25.06.1990 Priority country : US

(54) SYSTEM AND METHOD FOR GENERATING SIGNAL WAVEFORM OF CDMA CELLULAR PHONE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a modulation system which reduces mutual interferences and produces orthogonal pseudo-noise (PN) sequences so as to overcome fading.

SOLUTION: A means (604) which generates a 1st orthogonal sequence signal that corresponds to one selected sequence from among plural orthogonal binary sequences receives an input signal and converts a sequential part of the input signal into one orthogonal binary sequence, selected from among plural orthogonal binary sequences respectively according to the value of each input signal part, a means which generates a PN signal generates a PN signal, corresponding to a PN binary sequence that is defined beforehand and connecting means (610 and 612) connect the 1st orthogonal sequence signal and the PN signal and supply a result signal.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 07.04.1999

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the  
examiner's decision of rejection or application  
converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3357620

[Date of registration] 04.10.2002

[Number of appeal against examiner's decision of]

rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-317691

(43) 公開日 平成11年(1999)11月16日

(51) Int. Cl. <sup>6</sup>

識別記号

F I

H04B 1/707

H04J 13/00

D

審査請求 有 請求項の数24 O L (全40頁)

(21) 出願番号 特願平11-60927  
 (62) 分割の表示 特願平3-514045の分割  
 (22) 出願日 平成3年(1991)6月21日  
 (31) 優先権主張番号 5 4 3 4 9 6  
 (32) 優先日 1990年6月25日  
 (33) 優先権主張国 米国 (U S)

(71) 出願人 595020643  
 クゥアルコム・インコーポレイテッド  
 QUALCOMM INCORPORATED  
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9212  
 1、サン・ディエゴ、ラスク・ブールバード 6455  
 (72) 発明者 クライン・エス・ギルハウセン  
 アメリカ合衆国、カリフォルニア州 9212  
 2、サン・ディエゴ、カルガリー・アビニユー 4039  
 (74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外2名)

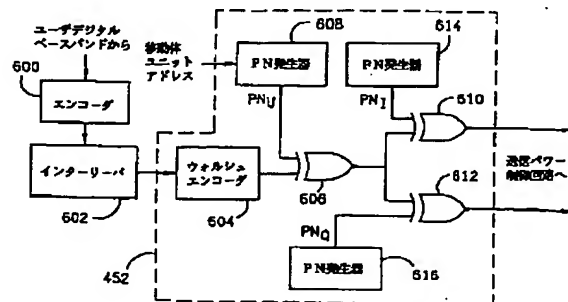
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 CDMAセルラ電話の信号波形発生のためのシステムおよび方法

(57) 【要約】

【課題】 相互干渉を減少し、フェージングを克服するように、直交しているPNシーケンスを生成する変調システムを提供する。

【解決手段】 複数の直交バイナリシーケンスの選択された1つに対応する第1の直交シーケンス信号を発生する手段(604)が、入力信号を受け取って、入力信号のシーケンシャル部分を、各入力信号部分の値にしたがって複数の直交バイナリシーケンスから選択された直交バイナリシーケンスのそれぞれ1つに変換するように構成され、PN信号を発生する手段(196, 198)が、予め定められた疑似雑音(PN)バイナリシーケンスに対応するPN信号を発生し、結合手段(610, 612)が、第1の直交シーケンス信号とPN信号とを結合し、結果信号を供給する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 直接シーケンス方式のスペクトル拡散通信で使用する変調システムにおいて、

入力信号を受け取って、前記入力信号のシーケンシャル部分を、前記各入力信号部分の値にしたがって複数の直交バイナリシーケンスから選択された直交バイナリシーケンスのそれぞれ 1 つに変換するように構成され、複数の直交バイナリシーケンスの選択された 1 つに対応する第 1 の直交シーケンス信号を発生する手段と、

予め定められた疑似雑音 (PN) バイナリシーケンスに 10 対応する PN 信号を発生する手段と、

前記第 1 の直交シーケンス信号と前記 PN 信号とを結合し、結果信号を供給する手段とを具備する変調システム。

【請求項 2】 前記 PN 信号は、長さが増加された最大の長さの線形シーケンス PN コードである請求項 1 記載の変調システム。

【請求項 3】 前記結合手段と直列に接続され、前記第 1 の直交シーケンス信号を受け取り、移動体ユニットに一意的な付加的な予め定められた PN 信号を発生し、前 20 記第 1 の直交シーケンス信号と前記付加的な PN 信号とを結合して対応する移動体ユニット拡散信号を生成する発生器をさらに具備する請求項 1 記載の変調システム。

【請求項 4】 デジタルユーザデータを受け取って畳み込みエンコードして、シンボルデータの出力を生成するデータエンコーダと、

前記シンボルデータを受け取って予め定められた順序フォーマットにしたがって構成して、前記入力信号として 30 前記構成されたシンボルデータの出力を供給するインターリーバとをさらに具備する請求項 1 または請求項 3 記載の変調システム。

【請求項 5】 第 1 の PN コードの出力を発生して供給する第 1 の PN 発生器と、

第 2 の PN コードの出力を発生して供給する第 2 の PN 発生器と、

前記第 1 の PN コードと前記移動体ユニット拡散信号とを受け取って結合し、第 1 の PN 拡散データ信号を生成する第 1 の結合手段と、

前記第 2 の PN コードと前記移動体ユニット拡散信号とを受け取って結合し、第 2 の PN 拡散データ信号を生成 40 する第 2 の結合手段とをさらに具備する請求項 3 または請求項 4 記載の変調システム。

【請求項 6】 前記 PN 信号は第 1 の長さであり、前記第 1 および第 2 の PN コードは第 2 の長さであり、前記第 1 の長さよりも実質的に短い請求項 5 記載の変調システム。

【請求項 7】 前記デジタルユーザデータは、予め定められた時間期間のデータフレーム中にデータビットとして供給される可変速度データであり、前記エンコーダ 50 は、入力デジタルデータの各フレーム中の各データビッ

トに対して 3 つのシンボルを発生し、前記インターリーバは、前記インターリーバからのフレーム当たり一定数のシンボル出力を維持するために出力シンボルを繰り返す請求項 4 ないし請求項 6 のいずれか 1 項記載の変調システム。

【請求項 8】 前記第 1 の直交シーケンス信号を発生する手段は、6 4-ary ウォルシュシーケンスエンコーダを備えている請求項 1 ないし請求項 7 のいずれか 1 項記載の変調システム。

【請求項 9】 前記第 1 の直交シーケンス信号を発生する手段は、6 4 ウォルシュシーケンスの 1 つに対応する直交シーケンスデータを発生し、6 4 ウォルシュシーケンスの 1 つは、それぞれ 6 4 ウォルシュチップから構成され、6 4 ウォルシュシーケンスの 1 つに対応する 6 つのシンボルバイナリ値を有する 6 つの連続シンボルのバイナリ値に応答しそれぞれ選択される請求項 8 記載の変調システム。

【請求項 10】 前記第 1 の直交シーケンス信号を発生する手段は、予め選択された速度で前記第 1 の直交シーケンス信号を発生し、前記 PN 信号を発生する手段は、前記予め選択された速度の倍数である速度で PN コードチップを発生する請求項 1 ないし請求項 9 のいずれか 1 項記載の変調システム。

【請求項 11】 前記 PN 信号を発生する手段は、前記結合手段において前記直交シーケンスの各チップと結合するために 4 つの PN コードチップを発生する請求項 10 記載の変調システム。

【請求項 12】 前記直交シーケンスのそれぞれは、1 組のウォルシュシーケンスから選択される請求項 1 ないし請求項 11 のいずれか 1 項記載の変調システム。

【請求項 13】 前記 PN 信号は、同位相 PN チップコードを有する第 1 のスペクトル拡散信号と、

第 1 のものとは異なる多項式関数を使用する直角位相 PN チップコードを有する第 2 のスペクトル拡散信号とを含む請求項 1 ないし請求項 12 のいずれか 1 項記載の変調システム。

【請求項 14】 各入力情報信号が、可変速度ボコード化された音声デジタルデータのフレームを含む請求項 1 ないし請求項 13 のいずれか 1 項記載の変調システム。

【請求項 15】 直接シーケンス方式のスペクトル拡散通信システム中の信号を変調する方法において、

入力信号を受け取って、前記入力信号のシーケンシャル部分を、前記各入力信号部分の値にしたがって複数の直交バイナリシーケンスのそれぞれ 1 つに変換することにより、第 1 の直交シーケンス信号を発生し、

予め定められた PN バイナリシーケンスに対応する PN 信号を発生し、

前記第 1 の直交シーケンス信号と前記 PN 信号とを結合し、結果信号を供給するステップを具備する変調方法。

【請求項 1 6】 前記入力信号はデジタルデータビットから構成され、

前記変換ステップは、

前記デジタルデータの予め定められた数のビットを前記デジタルデータ部分のそれぞれ 1 つにグループ化し、各デジタルデータ部分中の前記ビットのバイナリ値から、前記直交バイナリシーケンスの対応する 1 つを決定し、前記直交バイナリシーケンスはウォルシュシーケンスであり、

前記決定された直交バイナリシーケンスに対応する前記各第 1 の直交シーケンス信号部分を発生するステップを備えている請求項 1 5 記載の変調方法。

【請求項 1 7】 それぞれ予め定められた PN コードである、少なくとも 1 つの付加的な PN 信号を発生し、対応する付加的な PN 拡散信号を供給するように前記 PN 信号と各付加的な PN 信号とを結合するステップをさらに具備する請求項 1 5 または請求項 1 6 記載の変調方法。

【請求項 1 8】 前記第 1 の直交シーケンス信号を受け取り、移動体ユニットに意図的な付加的な予め定められた PN 信号を発生し、前記第 1 の直交シーケンス信号と前記付加的な PN 信号とを結合して、対応する移動体ユニット拡散信号を生成するステップをさらに具備する請求項 1 6 記載の変調方法。

【請求項 1 9】 デジタルユーザデータを畳み込みエンコードして、シンボルデータの出力を生成し、前記シンボルデータを受け取って、予め定められた順序フォーマットにしたがって構成し、前記入力信号として前記構成されたシンボルデータの出力を生成するステップをさらに具備する請求項 1 6 ないし請求項 1 8 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 2 0】 前記直交バイナリシーケンスのそれぞれは、1 組のウォルシュシーケンスから選択されたウォルシュシーケンスである請求項 1 5 ないし請求項 1 9 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 2 1】 前記 PN 信号は、長さが増加された最大の長さの線形シーケンス PN コードである請求項 1 5 ないし請求項 2 0 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 2 2】 前記 PN 信号を発生するステップが、同位相 PN チップコードを使用して第 1 のスペクトル拡散信号を発生し、第 1 のものとは異なる多項式関数を使用する直角位相 PN チップコードを使用して第 2 のスペクトル拡散信号を発生するステップを備えている請求項 1 5 ないし請求項 2 1 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 2 3】 各入力情報信号をフォワードエラー訂正エンコードおよびインターリーブするステップをさらに具備する請求項 1 5 ないし請求項 2 2 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 2 4】 各入力情報信号が、可変速度ボコード

化された音声デジタルデータのフレームを含む請求項 1 5 ないし請求項 2 3 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【発明の詳細な説明】

【 0 0 0 1 】

【発明の属する技術分野】本発明はセルラ電話システム、特にスペクトル拡散通信信号を使用した移動体セルラ電話システムまたは衛星移動体電話システムにおける情報通信用の画期的で改良されたシステムおよび方法に関する。

【 0 0 0 2 】

【従来の技術】コード分割多元接続 (CDMA) 変調技術の使用は多数のシステムユーザが存在する通信を助長する種々の技術のうちの 1 つである。時間分割多元接続 (TDMA)、周波数分割多元接続 (FDMA)、振幅圧伸単一側波帯 (ACSSB) のような AM 変調方式のような他の多元接続通信システム技術が技術で知られている。しかし、CDMA のスペクトル拡散変調技術は多元接続通信システムのためのこれらの変調技術にまさる大きい利点を有する。多元接続通信システムの CDMA 技術の使用は 1990 年 2 月 13 日出願の "SPREAD SPECTRUM MULTIPLE ACCESS COMMUNICATION SYSTEM USING SATELLITE OR TERRESTRIAL REPEATERS" と題する米国特許第 4,901,307 号明細書に記載されている。

【 0 0 0 3 】多元接続技術が記載されているこの前述の特許ではそれぞれトランシーバを有する多数の移動体電話システムのユーザがコード分割多元接続 (CDMA) スペクトル拡散通信信号を使用して衛星中継器又は地球上の基地局 (セルサイト局、セルサイトまたは略してセルとも言う) を通して通信する。CDMA 通信を使用して周波数スペクトルを多数回再使用することができ、従ってシステムユーザの容量を増加させることができる。CDMA を使用すると、他の多元接続技術を使用して得られる結果よりかなり高いスペクトル効率を得られる。

【 0 0 0 4 】衛星チャネルは典型的にリシアンとして特徴づけられるフェージングを経験する。従って受信信号はレイリーフェージング統計を有する多重反射成分と合算された直接成分からなる。直接成分と反射成分との間のパワー比は移動体ユニットのアンテナの特性と移動体ユニットの環境によって決定され、典型的に 6 ~ 10 dB 程度である。

【 0 0 0 5 】衛星チャネルと対照的に、地球チャネルは直接成分なしに典型的にレイリーフェージングを受けた成分からなる信号フェージングを経験する。従って、地球チャネルはリシアンフェージングが主なフェージング特性である衛星チャネルよりもよりシビアなフェージング状況を示す。

【 0 0 0 6 】地球チャネル信号のレイリーフェージング特性は物理的環境の多くの異なった特徴から反射される信号により引き起こされる。結果として信号は、異なった伝送遅延を有する多くの方向から移動体ユニット受信機

に到着する。通常、セルラ移動体電話システムを含む移動体無線通信を使用する UHF 周波数帯域では異なったパスを伝播する信号の顕著な位相差が生じる。信号の破壊的加算の可能性は深いフェードが生じるとき結果として生じる。

【0007】地球チャネルフェージングは移動体ユニットの物理的位置の非常に強い関数である。移動体ユニット位置の小さな変化は全ての信号伝播パスの物理的遅延を変化させ、これはさらに各パスの位相を異なったものとする。従って、その環境を通過する移動体ユニットの動作はかなり急速なフェージングプロセスを生じる。例えば、850 MHz のセルラ無線周波数帯域ではこのフェージングは典型的に毎秒、毎マイル、毎時間 1 フェードの移動体速度と同速度である。このシビアなフェージングは地球チャネルの信号に対して非常に破壊的であり、通信品質が低い結果となる。フェージングの問題を克服するために付加的な送信パワーを使用できる。しかしこのようなパワーは干渉の増加によりユーザとシステムの両者における過度のパワー消費を効果的に増加する。

【0008】米国特許第4,901,307号明細書に記載されているCDMA変調技術は衛星又は地上の中継器を使用する通信システムに使用される狭帯域変調技術にまさる多くの利点を提供する。地球チャネルは特にマルチパス信号に関して通信システムに特別な問題を提起する。CDMA技術の使用により、地球チャネルの特別な問題が、マルチパスの例えばフェージングの悪影響の緩和により克服されることを可能にし、一方でその利点を利用している。

【0009】CDMAセルラ電話システムでは同一の周波数帯域を全てのセルの通信に使用することができる。処理利得を提供するCDMA波形特性もまた、同一の周波数帯域を占める信号を弁別するために使用される。さらに、パス遅延差がPNチップ継続期間即ち1/帯域幅を超過するのであれば、高速疑似雑音(PN)変調は多くの異なった伝播パスを分離できるようにする。約1MHzのPNチップ速度がCDMAシステムで使用されると、システムデータ速度と拡散帯域幅との比率と等しいフル拡散スペクトル処理利得を、所望のパスからパス遅延で1マイクロ秒以上異なるパスに対して使用することができる。1マイクロ秒のパス遅延差は約1,000フィートのパス距離差に相当する。都会の状況では典型的に1マイクロ秒を超過するパス遅延差が与えられ、ある地域では10乃至20マイクロ秒に達したことが報告されている。

【0010】通常の電話システムにより使用されるアナログFM変調のような狭帯域変調システムでは、マルチパスの存在は重大なマルチパスフェージングを生じる。しかし、広帯域CDMA変調では異なったパスは復調処理で弁別される。この弁別はマルチパスフェージングの重要度を減少する。マルチパスフェージングは、特定の

システムに対するPNチップ継続期間より少い遅延差を有するパスが時々存在するので、CDMA弁別技術の使用において完全にはなくなる。この程度のパス遅延を有する信号は復調器で弁別されず、ある程度のフェージングを生じる。

【0011】それ故システムがフェージングを減少することを可能にするある形態のダイバーシティが提供されることが所望される。ダイバーシティはフェージングの有害な影響を緩和する1つの方法である。3つの主要なタイプのダイバーシティが存在する。即ち時間ダイバーシティ、周波数ダイバーシティ、空間ダイバーシティである。

【0012】時間ダイバーシティは反復、時間インターリーブ、エラー検出、反復の形態のエンコードを使用することにより最も良く得ることができる。本発明は時間ダイバーシティの形態として3つの各技術を使用する。

【0013】広帯域幅信号である本質的な特性によりCDMAは信号エネルギーを広帯域幅に拡散することにより周波数ダイバーシティの形態を提供する。それ故周波数選択的フェージングはCDMA信号帯域幅のわずかな部分にのみ影響する。

【0014】空間またはパスダイバーシティは、2またはそれ以上のセルサイトを通過する移動体ユーザからの同時的なリンクを通して複数の信号パスを提供することにより得られる。さらに、パスダイバーシティは異なった伝播遅延で到着する信号が別々に受信され処理されることを可能にすることによりスペクトル拡散処理を通してマルチパス環境を活用することにより得られる。パスダイバーシティの例は、“SOFT HANDOFF IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM”と題する1989年11月7日出願の米国特許出願第07/433,030号(1992年3月31日に発行された米国特許第5,101,501号)に、そして同じく“DIVERSITY RECEIVER IN A CDMA CELLULAR TELEPHONE SYSTEM”と題する1989年11月7日出願の米国特許出願第07/432,522号(1992年4月28日に発行された米国特許第5,109,390号)に記載されている。

【0015】有害なフェージング影響はさらに送信機パワーの制御によりCDMAシステムで、ある程度の量に制御することができる。セルサイトおよび移動体ユニットパワー制御用のシステムは、“METHOD AND APPARATUS FOR CONTROLLING TRANSMISSION POWER IN A CDMA CELLULAR MOBILE TELEPHONE SYSTEM”と題する1989年11月7日出願の米国特許出願第07/433,031号(1991年10月8日に発行された米国特許第5,056,109号)に記載されている。

【0016】米国特許第4,901,307号明細書に記載されているようなCDMA技術は、移動体および衛星通信の両方向リンクのコヒーレント変調と復調の使用を考察している。従って、ここで記載されていることは、衛星から移動体へのリンクとセルから移動体へのリンク(以下

「セルー移動体リンク」という) のコヒーレント位相基準として、パイロット搬送波信号を使用することである。しかし、地球セル状況ではチャンネルの結果的な位相崩壊を持つマルチパスのフェージングの重大度は、移動体からセルへのリンク (以下「移動体ーセルリンク」という) に対してコヒーレント復調技術を使用することを妨げる。本発明はコヒーレントでない変調と復調技術を使用することにより移動体ーセルリンクのマルチパスの悪影響を克服する手段を提供する。

【0017】米国特許第4,901,307号明細書に記載されているCDMA技術は、比較的長いPNシーケンスの使用を試みており、各ユーザのチャンネルには異なったPNシーケンスが割当てられている。異なったPNシーケンス間の相互相関とゼロ以外のあらゆる時間シフトに対するPNシーケンスの自己相関は、両者ともゼロ平均値を有し、これは異なったユーザの信号が受信において弁別できるようにする。

【0018】しかし、このようなPN信号は直交しない。情報ビット時間のような短い時間間隔では相互相関は平均がゼロであるが、相互相関は二項分布になる。このように、同一のパワースペクトル密度における広帯域幅のガウス雑音である場合とちょうど同じくらい互いに信号が干渉する。従って、他のユーザ信号または相互の干渉雑音は最終的に達成可能な容量を制限する。

【0019】マルチパスが存在すると、広帯域PN CDMAシステムにパスダイバーシティを提供できる。1マイクロ秒のパス遅延差より大きい値で2以上のパスが利用できれば、2以上のPN受信機を使用してこれらの信号を別々に受信することができる。これらの信号が典型的にマルチパスフェージングで独立性を示すので、即ちこれらは通常一緒にフェードしないので、2つの受信機の出力はダイバーシティ結合することができる。それ故性能の損失は両方の受信機が同時にフェードしたときのみ生じる。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】本発明の1つの観点はダイバーシティ結合器との組合せで2以上のPN受信機を提供することである。フェージングを克服するようにマルチパス信号の存在を活用するために、パスダイバーシティの結合動作が行われることを可能にする波形を使用することが必要である。

【0021】それ故本発明の目的は、相互干渉を減少することにより、より多くのユーザ容量を許容し、パスダイバーシティをサポートすることによりフェージングを克服するように、直交しているPNシーケンスを生成することである。

【0022】

【課題を解決するための手段】移動体セルラ電話環境におけるスペクトル拡散通信技術、特にCDMA技術の実現は、他の通信システム技術にまさるシステムの信頼性

と容量を大きく増強する特徴を提供する。前述のCDMA技術はフェージングおよび干渉のような問題を容易に克服することを可能にする。従ってCDMA技術はさらに多くの周波数再使用を促進し、システムユーザ数の実質的な増加を可能にする。

【0023】本発明は、相互干渉が減少され、より高い容量とより優れたリンク性能を可能にするようにユーザの間の直交性を提供するPNシーケンスを構成するための新規で改良された方法およびシステムである。コード時間フレームが互いに時間整列されてさえいれば、直交PNコードにより、相互相関は予め定められた時間間隔に対してゼロであり、直交コード間に干渉のない結果を生じる。

【0024】実施態様では信号は直接シーケンススペクトル拡散通信信号を使用してセルサイトと移動体ユニットとの間で通信される。セルー移動体リンクではパイロット、同期、ページング、音声チャンネルが規定される。セルー移動体リンクチャンネルで通信される情報は通常、エンコードされ、インターリーブされ、カバーされたシンボルの直角位相偏移キー (QPSK) 拡散と共に各BPSKシンボルの直交したカバーリングで2位相偏移キー (BPSK) で変調される。

【0025】移動体ーセルリンクではアクセスおよび音声チャンネルが規定されている。移動体ーセルリンクチャンネルで通信される情報は通常、エンコードされ、インターリーブされ、QPSK拡散をともなう直交信号である。

【0026】本発明の特徴、目的、利点は図面を伴った後述の詳細な説明より明白であり、図面の参照数字は同一のものに対して示されている。

【0027】

【発明の実施の形態】CDMAセルラ電話システムでは各セルサイトは複数の変調器復調器ユニット又はスペクトル拡散変復調装置を有する。各変復調装置はデジタルスペクトル拡散送信変調器と少なくとも1つのデジタルスペクトル拡散データ受信機とサーチ受信機とを具備する。セルサイトの各変復調装置は、割当てられた移動体ユニットとの通信を容易にするために必要のように移動体ユニットに割当てられる。

【0028】古いセルサイトの変復調装置が通話のサービスを継続する一方、新しいセルサイト変復調装置が移動体ユニットに割当てられるCDMAセルラ電話システムに対して柔軟なハンドオフ方式が使用される。移動体ユニットが2つのセルサイトの間の転移領域に位置している時、信号強度の指令通りに通話をセルサイトの間で切替ることができる。移動体ユニットが常に少なくとも1つのセルサイト変復調装置を通して通信されるので、サービス中の移動体ユニットに対する不通の影響は少ない。従って移動体ユニットは、フェージングの影響を緩和するダイバーシティ機能に加えて、ハンドオフ処理を

助長するために複数の受信機を使用する。

【0029】CDMAセルラ電話システムでは各セルサイトは“パイロット搬送波”信号を伝送する。セルがセクタに分割されると、各セクタは関連する異なったパイロット信号をセル内で有する。このパイロット信号は、初期のシステム同期を得るためと、セルサイト送信信号の粗時間、周波数、位相の追跡をするために移動体ユニットにより使用される。各セルサイトはまた、セルサイト識別、システムタイミング、移動体ページング情報、種々の他の制御信号のようなスペクトル拡散変調情報を

【0030】各セルの各セクタにより送信されるパイロット信号は、同一の拡散コードであるが異なったコード位相オフセットを有する。位相オフセットによりパイロット信号を互いに区別することができ、従って発信セルサイト又はセクタを区別することができる。同一のパイロット信号コードを使用することにより、移動体ユニットは、全てのパイロット信号コード位相を通して単一のサーチによりシステムタイミング同期を見つけることができる。各コード位相に対する相関処理によって決定されるような最も強いパイロット信号は容易に識別可能である。識別された最強のパイロット信号は、通常最も近いセルサイトにより送信されたパイロット信号に一致する。しかし最も隣接したセルサイトにより送信されたか否かにかかわらず最強のパイロット信号が使用される。

【0031】最高強度のパイロット信号の捕捉、即ち最高強度のパイロット信号による移動体の初期同期において、移動体ユニットはセル内の全てのシステムユーザにより受信される予定である別の搬送波をサーチする。同期チャンネルと呼ばれるこの搬送波は、システム中の移動体により使用されるシステム情報を含む放送メッセージを伝送する。システム情報は、移動体ユニットにより使用される、長いPNコード、インターリーバフレーム、ボコーダ、他のシステムのタイミング情報を付加的なサーチなしに移動体ユニットが同期させることができる情報を伝達することに加えて、セルサイトとシステムを識別する。移動体に対する通話が到着したことを示すメッセージを移動体に送信し、移動体が通話を開始するときのチャンネル割当に回答するために、ページングチャンネルと呼ばれる別のチャンネルがまた設けられている。

【0032】移動体ユニットは、セルサイト隣接セクタに対応するコードオフセットの受信パイロット搬送波信号コード、すなわち隣接送信パイロット信号を走査し続ける。この走査は、隣接するセクタ又はセルから発するパイロット信号が、最初に最も強度が高いと決定されたパイロット信号より強くなるかどうかを決定するために行われる。一方、この通話の不活性モードにおいて、隣接するセクタ又は隣接するセルサイトのパイロット信号が最初のセルサイトセクタのパイロット信号、すなわちセルサイトの送信パイロット信号より強度が強くなる

と、移動体ユニットはより強度の強いパイロット信号と、新しいセクタ又はセルサイトの対応する同期およびページングチャンネルとを捕捉する。

【0033】通話が開始されるとき、この通話の継続期間中に使用するために疑似雑音(PN)コードアドレスが決定される。コードアドレスはセルサイトにより割当てられるか、移動体ユニットの識別子を基礎とする事前調整により決定される。通話の開始後、移動体ユニットは、セルサイトにより送信され、通信を確立するのに使用されたパイロット信号に加えて、隣接するセクタ又はセルのパイロット信号を走査し続ける。パイロット信号の走査は、隣接するセクタ又はセル送信パイロット信号の1つが、移動体ユニットが通信しているセルサイトにより送信されるパイロット信号より高強度になるかどうかを決定するために継続される。隣接するセルまたはセルセクタと関連するパイロット信号が現在のセルまたはセルセクタのパイロット信号より高強度になったとき、これは、新しいセルまたはセルセクタに入り、ハンドオフが開始されなければならないことを移動体ユニットに示すものである。

【0034】本発明の実施例の電話システムが図1に示されている。図1で示されたシステムは、システム移動体ユニット又は移動体電話とセルサイトとの間の通信にスペクトル拡散変調技術を使用する。

【0035】大都市のセルラシステムは、数十万の移動体電話を取扱う数百のセルサイト局を有する。スペクトル拡散技術の使用、特にCDMAでは、通常のFM変調セルラシステムと比較して、このサイズのシステムのユーザ容量における増加を容易に助長する。

【0036】図1ではシステム制御装置とスイッチ10はまた移動体電話スイッチング局(MTSO)と呼ばれており、典型的にセルサイトに対するシステム制御を行うインターフェースと処理回路を含んでいる。制御装置10はまた適切な移動体ユニットへの送信のために、公衆電話交換網(PSN)から適切なセルサイトへの電話通話のルーティングを制御する。制御装置10はまた、少なくとも1つのセルサイトを経て移動体ユニットからPSNへの通話のルーティングを制御する。制御装置10は、移動体ユニットが典型的に互いに直接的に通信しないので、適切なセルサイトを介する移動体ユーザ間の通話を接続する。

【0037】制御装置10は専用電話線、光ファイバリンク又はマイクロ波通信リンクのような種々の手段によりセルサイトと結合されている。図1では例示的に2つのこのようなセルサイト12,14が、それぞれセルラ電話装置を含む移動体ユニット16,18と共に図示されている。ここで説明され、図示されているようなセルサイト12,14がセル全体をサービスするものと考えられている。しかしセルは地理的にセクタに分割され、このセクタはそれぞれ異なったカバー範囲として扱われていることを理



解すべきである。従って、複数セルに対してここで記載されているように同一セルのセクタの間でハンドオフが行われる一方、ダイバーシティもまたセルに対するのと同様にセクタの間で行われる。

【0038】図1では矢印の線20a~20bと22a~22bは、それぞれセルサイト12と移動体ユニット16, 18 との間の可能な通信リンクを規定する。同様に矢印の線24a~24bと26a~26bは、それぞれセルサイト14と移動体ユニット16, 18 との間の可能な通信リンクを規定する。セルサイト12, 14 は実質的に同等のパワーを使用して送信する。

【0039】セルサイトサービス領域又はセルは、移動体ユニットが通常1つのセルサイトに最も近く、1つのセルセクタ内でセルが複数のセクタに分割されるように地理的形状が設計される。移動体ユニットがアイドル状態であり、即ち通話が行われていないとき、移動体ユニットはそれぞれの近くのセルサイトからのパイロット信号送信、もし適用できるのであれば、セルが複数のセクタに分割されている単一のセルサイトからのパイロット信号送信を常に監視する。図1で示されているようにパイロット信号は、出て行く、すなわちフォワード通信リンク20a、26aでセルサイト12、14により移動体ユニット16にそれぞれ送信される。移動体ユニット16は、セルサイト12, 14 から送信されるパイロット信号の信号強度を比較することにより、どのセルに入っているかを決定することができる。

【0040】図1で示されている例では、移動体ユニット16はセルサイト12に最も隣接していると考えられている。移動体ユニット16が通話を開始するとき、制御メッセージが最も近いセルサイトであるセルサイト12に送信される。セルサイト12は通話要求メッセージを受信すると、呼び出し番号をシステム制御装置10に送信する。システム制御装置10はPSTNを通じて通話を指定された受信人に接続する。

【0041】通話がPSTN内で開始されると、制御装置10は通話情報を領域中の全てのセルサイトに送信する。セルサイトはそれぞれのカバー範囲内に、呼び出された受信移動体ユーザに向けられたページングメッセージを送信する。指定された受信移動体ユニットがページメッセージを聞き取ると、最も近いセルサイトに送信される制御メッセージで応答する。この制御メッセージはシステム制御装置に対して、この特定のセルサイトが移動体ユニットと通信していることを信号で知らせる。制御装置10はこのセルサイトを通じて移動体ユニットに通話をルーティングする。移動体ユニット16が最初のセルサイトであるセルサイト12のカバー範囲から移動すると、別のセルサイトを通じて通話をルーティングすることにより通話を継続する試みがなされる。

【0042】セルラ電話システムに関し、連邦通信局(FCC)は総合して移動体-セルリンクに25MHz、

セル-移動体リンクに25MHzを割当てている。FCCは2つのサービス提供者の間に同等に割り当てており、その一方はサービス領域のワイヤ線の電話会社であり、他方は抽選で選択されている。割当てられる順序のために、リンクの各方向のそれぞれの搬送波に割当てられる12.5MHzはさらに2つの副帯域に分けられる。ワイヤ線搬送波では副帯域はそれぞれ10MHzおよび2.5MHz幅である。ワイヤ線のない搬送波では副帯域はそれぞれ11MHzと1.5MHzの幅である。従って1.5MHzより小さい信号帯域幅は任意の副帯域に適合させることができ、2.5MHzより小さい帯域幅は1つの帯域以外の全ての帯域に適合させることができる。

【0043】利用できるセルラ周波数スペクトルにCDMA技術を割当てる際に最大の柔軟性を維持するために、セルラ電話システムに使用される波形は帯域幅で1.5MHzより小さくなければならない。適切な第2の選択は約2.5MHz帯域幅であり、ワイヤ線のセルラ搬送波に十分な柔軟性とワイヤ線のないセルラ搬送波にほぼ十分な柔軟性を可能にする。より広い帯域幅を使用することは増加したマルチパス弁別を提供する利点を有するが、高価な装置費用と、割当てられた帯域幅内の周波数割当におけるより低い柔軟性という形態の不都合な面も存在する。

【0044】図1で示したようなスペクトル拡散セルラ電話システムでは、実現される好ましい波形の設計は直接シーケンス疑似雑音スペクトル拡散搬送波を含む。PNシーケンスのチップ速度は好ましい実施例では1.2288MHzに選択されている。この特定のチップ速度は、フィルタ処理後の約1.25MHzの結果としての帯域幅が、1つのセルラサービス搬送波に割当てられる全帯域幅の約10分の1であるように選択されている。

【0045】的確なチップ速度の選択の別の考察は、チップ速度がシステムで使用されるベースバンドデータ速度により正確に分けられることが好ましいことである。また除数が2のべき乗であることも望ましい。好ましい実施例ではベースバンドデータ速度が毎秒9600ビットであり、1.2288MHzの選択となりPNチップ速度9600の128倍である。

【0046】セル-移動体リンクではスペクトル拡散用のバイナリシーケンスは2つの異なったタイプのシーケンスから組立てられ、それぞれ異なった機能を提供する異なった特性を有する。マルチパス信号を弁別するために使用されるセル又はセクタの全ての信号に共有される外部コードが存在する。外部コードはまた、異なったセル又はセクタにより移動体ユニットに送信される信号の弁別に使用される。また単一セクタ又はセルにより送信されるユーザ信号の弁別に使用される内部コードも存在する。

【0047】セルサイトの送信する信号の好ましい実施例における搬送波波形設計は1対のバイナリPNシーケ

ンスにより変調される直角位相（4位相）である正弦搬送波を使用し、このバイナリPNシーケンス対は単一のセクタ又はセルにより送信される外部コードを提供する。シーケンスは同一のシーケンス長の2つの異なったPN発生器により生成される。1つのシーケンスの2位相は搬送波の同位相チャンネル（Iチャンネル）を変調し、他のシーケンスの2位相は搬送波の直角位相（Qチャンネル）を変調する。結果的な信号は合計され複合4位相搬送波を形成する。

【0048】論理“ゼロ”および論理“1”の値が通常バイナリシーケンスを示すことに使用されるが、変調処理に用いられる信号電圧は論理“1”で+Vボルト、論理“ゼロ”で-Vボルトである。2位相が正弦波信号を変調するために、ゼロボルト平均値の正弦は、乗算回路を使用してバイナリシーケンスにより制御されるように+V又は-V電圧レベルにより乗算される。結果的な信号は帯域通過フィルタを通過することにより帯域制限してもよい。正弦波信号により乗算される前にバイナリシーケンスストリームを低域通過フィルタに通し、動作の順序を交換することは技術的に知られている。直交位相変調器は異なったシーケンスによりそれぞれ駆動される2つの2位相変調器で構成され、2位相変調器で使用される正弦信号は位相シフトが90°である。

【0049】好ましい実施例では送信信号搬送波のシーケンス長は32768チップに選択されている。この長さのシーケンスは、変形された最大の長さの線形シーケンス発生器によりゼロビットを長さ32767チップシーケンスに加えることにより生成することができる。結果としてのシーケンスは良好な相互相関と自己相関特性を有する。良好な相互相関と自己相関特性は、異なったセルにより送信されるパイロット搬送波の間の相互干渉を阻止するために必要である。

【0050】この長さの短いシーケンスは、移動体ユニットが最初にシステムタイミングの知識なしでシステムに入ったときに、移動体ユニットの捕捉時間を最小限にするために望ましい。タイミングが未知であるので、正確なタイミングを決定するためにシーケンス全体長をサーチする必要がある。シーケンスが長い程捕捉サーチが必要とする時間が長くなる。32768より短いシーケンスを使用することもできるが、シーケンス長が減少されるとコード処理利得が減少することが理解されなければならない。処理利得が減少すると、隣接するセルおよび他のソースからの干渉と共にマルチパス干渉の排除も許容できないレベルまで減少される。従って合理的な時間で捕捉される最長シーケンスを使用することが望ましい。また同期を最初に捕捉したとき、どのセルに入っているかを知らない移動体ユニットが、単一のコード多項式をサーチすることによって十分な同期を得ることができるように、全てのセルで同一のコードの多項式を使用することも好ましい。

【0051】同期処理を簡単にするためシステムの全てのセルが互いに同期される。実施例ではセル同期は全てのセルを共通の時間基準、ナプスタグローバルポジショニングシステムの衛星ナビゲーションシステムに同期することで達成され、この衛星航空システムはユニバーサルコーディネイト時間（UTC）に同期されている。

【0052】異なったセルからの信号は基本的なシーケンスの時間オフセットを提供することにより差動される。各セルには、隣接したセルとは異なる基本的シーケンスの異なった時間オフセットが割当てられる。好ましい実施例では32768反復周期は1組の512タイミングオフセットに分けられる。512オフセットは64チップの間隔を隔てられている。セルラシステムの各セルの各セクタもまた全ての送信に使用するために、オフセットの異なった1つに割当てられる。システムに512以上のセクタ又はセルが存在すると、オフセットは現在のアナログFMセルラシステムで再使用される周波数と同様の方法で再使用することができる。他の設計では512以外の異なった数が使用される。パイロット信号オフセット割当の合理的な管理で、隣接したセルが隣接した時間のオフセットを使用する必要はなくなる。

【0053】セル又はセルのセクタの1つにより送信される全ての信号は、IおよびQチャンネル用の同一の外部のPNコードを共有する。信号はまたウォルシュ関数を使用することにより生成される内部直交コードで拡散される。特定のユーザにアドレスされる信号は外部PNシーケンスにより、ユーザの電話通話の期間中に、システム制御装置により割当てられた特定のウォルシュシーケンスすなわちウォルシュシーケンスの1つのシーケンスにより乗算される。同一の内部コードがIチャンネルおよびQチャンネルの両者に供給され、内部コードに対して効果的な2位相である変調が生じる。

【0054】2の累乗のnに対して、それぞれの長さnのn個の直交バイナリシーケンスがS. W. Golomb 其他による文献（Digital Communication with Space Applications, Prentice-Hall社、1964年、45～64頁）を参照して設計できることが技術で知られている。実際、4の倍数で2百より小さいほとんどの長さに対しても直交バイナリシーケンスセットが知られている。生成が簡単なこのようなシーケンスの1つの組はウォルシュ関数と呼ばれ、アダマールマトリックスとしても知られている。

【0055】n序数のウォルシュ関数は以下のように反復的に規定することができる。

【0056】

【数1】

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2), W(n/2) \\ W(n/2), W^*(n/2) \end{vmatrix}$$

ここでW<sup>\*</sup>はWの論理補数を示し、W(1) = | 0 | である。

15

【0057】従って、  
【数2】

$$W(2) = \begin{vmatrix} 0, 0 \\ 0, 1 \end{vmatrix}$$

$$W(4) = \begin{vmatrix} 0, 0, 0, 0 \\ 0, 1, 0, 1 \\ 0, 0, 1, 1 \\ 0, 1, 1, 0 \end{vmatrix}$$

W ( 8 ) は以下ようになる。

【0058】

【数3】

$$W(8) = \begin{vmatrix} 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0 \\ 0, 1, 0, 1, 0, 1, 0, 1 \\ 0, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1 \\ 0, 1, 1, 0, 0, 1, 1, 0 \\ 0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1 \\ 0, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0 \\ 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0 \\ 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 1 \end{vmatrix}$$

ウォルシュシーケンスはウォルシュ関数マトリックスの1つの行である。序数nのウォルシュ関数はそれぞれの長さがnビットであるn個のシーケンスを有する。

【0059】シーケンスが互いに時間整列されているならば、序数n（他の直交関数と同様）のウォルシュ関数はnコードシンボルの時間間隔にわたってセット内の全ての異なったシーケンス間の相互相関はゼロである特性を有する。このことはビットの丁度半分においてすべてのシーケンスが他のすべてのシーケンスと異なっていることに注目することにより明らかである。常に全てのゼロを有する1つのシーケンスがあることと他の全てのシーケンスが1を半分とゼロを半分有することも注目すべきである。

【0060】隣接したセルおよびセクタは、隣接したセルおよびセクタに使用される外部PNコードが異なっているため、ウォルシュシーケンスを再使用することができる。特定の移動体位置と2以上の異なったセル間の信号の異なった伝播時間のため一度に両者のセルのウォルシュ関数直交に必要な時間整列の条件を満足することは可能ではない。従って、異なったセルから移動体ユニットに到着する信号の間の弁別を行うため外部PNコードに信頼を置かなければならない。しかし、セルにより送信された全ての信号は互いに直交し、従って互いの干渉に関与しない。このことはほとんどの位置の大部分の干渉を消去し、より高い容量が得られることを可能にする。

【0061】システムはさらに可変速度チャネルである音響チャネルを想定し、この可変速度チャネルのデータ速度は使用上データ速度を制御するのに必要な最小限のオーバーヘッドでデータブロックからデータブロックへ変

16

化される。可変データ速度の使用は有益でない会話が伝送されたとき不必要な伝送を除去することにより相互干渉を減少させる。会話活動の変化に従って各ボコーダブロック中の変化するビット数を生成するためボコーダ内でアルゴリズムが使用される。会話活動の期間中、ボコーダは話者の言語活動によって20, 40, 80, 160ビットを含む20ミリ秒のデータブロックを生成する。伝送速度の変化により一定量の時間でデータブロックを送信することが望まれる。さらにどの位のビットが送信されるかを受信機に知らせるために信号ビットの必要のないことが望ましい。

【0062】ブロックはさらに付加的なパリティビットをブロックするために付加する周期冗長チェックコード(CRCC)を使用することによりエンコードされ、このパリティビットはデータのブロックが正確に解読されているかどうかを決定することに使用することができる。CRCCチェックコードは予め定められたバイナリ多項式でデータブロックを分割することにより生成される。CRCCは分割処理の残留ビットの全部又は一部を有する。CRCCは同じ残留ビットの再生成および受信した残留ビットが再生成されたチェックビットと同様であるかを検査することにより受信機でチェックされる。

【0063】この開示された発明では受信デコーダは全ての可能なブロック長が試験されるまでそれが160ビットを含むように、そして80ビット等を含むかのようにブロックを解読する。CRCCは各試験的解読で算出される。試験解読の1つが正確なCRCCを生じるとデータブロックは受信され、さらに続く処理のためにボコーダに伝送される。試験的な解読が有効なCRCCを生成しないと、受信したシンボルはシステムの信号プロセッサに伝達され、ここで他の処理動作が選択的に行われる。

【0064】セル送信機では送信波形のパワーはブロックのデータ速度の変化と共に変化される。最高のデータ速度は最も高い搬送波パワーを使用する。データ速度が最大値より低いと、パワーを低くすることに加えて、変調器は所望な伝送速度を達成するのに必要なだけの回数分それぞれのデータシンボルのエンコードを繰返す。例えば、最も低い伝送速度ではそれぞれのエンコードシンボルは4回繰返される。

【0065】移動体送信機ではピークパワーは一定に維持されるが送信機はデータブロック中の送信されたビット数に応じて時間の1/2又は1/4又は1/8にゲートを開かれる。送信機のオンタイムの位置は移動体ユーザのアドレスしたユーザコードに従って疑似ランダム的に変化される。

【0066】セルー移動体リンク  
好ましい実施例ではウォルシュ関数サイズnはセルー移動体リンクで64に等しく(n=64)設定されている。さらに送信される64までの異なった信号はそれぞれ特定の直交シーケンスを割当てられる。各音声会話のフォー

ドエラー訂正 (FEC) エンコードされたシンボルストリームは割当てられたウォルシュシーケンスにより乗算される。各音声チャネルのウォルシュエンコード/FECエンコードシンボルストリームは外部のPNコード波形により乗算される。結果的な拡散シンボルストリームは共に合計され複合した波形を形成する。

【0067】結果的な複合波形は正弦波搬送波に変調され、帯域通過フィルタに通され、所望の動作周波数に変換され、増幅され、アンテナシステムにより放射される。本発明の別の実施例は丁度ここで記載したセルサイト送信信号の形成動作のいくつかの順序を交換している。例えばアンテナにより放射される全てのチャネル信号の合算に先立って外部PNコード波形により各音声チャネルを乗算し、フィルタ動作を行うことが好ましい。線形動作の順序は種々の構成の利点および異なった設計を得るために交換できることも技術で知られている。

【0068】セルラサービス用の好ましい実施例の波形設計は米国特許第4,901,307号明細書に記載されているようにセルラ移動体リンクのパイロット搬送波方法を使用する。全てのセルは同一の32768の長さのシーケンスを使用するパイロット搬送波を送信するが相互干渉を防止するために異なったタイミングでオフセットされる。

【0069】パイロット波形は、全てゼロのウォルシュシーケンス即ち全てのウォルシュ関数で見られる全てゼロからなるウォルシュシーケンスを使用する。全てのセルのパイロット搬送波に対して全てゼロのウォルシュシーケンスを使用すると、パイロット波形の初期的サーチが、外部コードのPN同期が得られた後まで、ウォルシュ関数を無効にすることを可能にする。ウォルシュフレームはPNシーケンス長のファクターであるウォルシュフレミングの長さによりPNコードサイクルに固定される。それ故PNコードのセルアドレッシングオフセットが64チップの倍数 (又はウォルシュフレーム長) であれば、ウォルシュフレミングは外部PNコードタイミングサイクルから絶対的に知られる。

【0070】サービス領域の全てのセルには正確な同期が供給される。好ましい実施例では各セルのGPS受信機はローカル波形タイミングをユニバーサルコーディネイトタイム (UTC) に同期する。GPSシステムは1マイクロ秒の正確度より優れた時間同期を可能にする。セルの正確な同期は移動体が1つのセルから別のセルへ通話の進行中に移動するときセル間の簡単な通話のハンドオフを容易にすることができるようにするため所望である。隣接したセルが同期されると移動体ユニットは新しいセルに同期する困難を持たず、従ってスムーズなハンドオフを容易にする。

【0071】パイロット搬送波はより大きな信号対雑音比およびこの信号に対する干渉マージンを提供するように典型的な音声搬送波よりも高パワーレベルで送信される。高パワーレベルのパイロット搬送波は初期捕捉サ-

チが高速度で行われることと比較的広帯域幅の位相追跡回路によりパイロット搬送波の搬送波位相における非常に正確な追跡を可能にする。パイロット搬送波の追跡から得られる搬送波位相は、ユーザの情報信号により変調された搬送波の復調のための搬送波位相基準として使用される。この技術は多数のユーザの搬送波が搬送波位相基準に対する共通のパイロット信号を共有することを可能にする。例えば、総合して15の同時音響搬送波を送信するシステムではパイロット搬送波は4つの音響搬送波に等しい送信パワーを割当てられる。

【0072】パイロット搬送波に加えて、全てのシステムユーザにより受信される予定の別の搬送波はセルサイトにより送信される。同期チャネルと呼ばれるこの搬送波はまたスペクトル拡散で同じ32768の長さのPNシーケンスを使用するが予め割当てられた異なったウォルシュシーケンスを有する。同期チャネルはシステム中の移動体により使用されるためのシステム情報を含む放送メッセージを送信する。システム情報はセルサイトおよびシステムを弁別し、移動体情報信号に使用される長いPNコードが付加的なサーチなしで同期されることを可能にする情報を伝達する。

【0073】ページングチャネルと呼ばれる別のチャネルは通話が移動体に到達したことを示すメッセージを移動体に送信し、移動体が通話を始めるときチャネル割当に応答するように設けられている。

【0074】各音声搬送波は電話呼出しの会話のデジタル表示を伝送する。アナログ会話波形は標準的なデジタル電話技術を使用してデジタル化され、ボコード処理を使用して毎秒約9600ビットのデータ速度に圧縮される。このデータ信号は速度 $r=1/2$ 、束縛長 $K=9$ であり、反復され、畳み込みエンコードされ、非常に低い信号対雑音比率および干渉比でシステムを動作可能にするエラー検出および訂正機能を提供するためインターリーブされている。畳み込みエンコード、反復、インターリーブの技術はよく知られた技術である。

【0075】結果的なエンコードされたシンボルは割当てられたウォルシュシーケンスにより乗算され、外部PNコードにより乗算される。この処理は1.2288MHzのPNシーケンスすなわち9600bpsデータ速度の128倍という結果を生じる。結果的な信号はRF搬送波を変調し、他の音声搬送波と共にパイロットおよびセットアップ搬送波と合計される。加算はPNシーケンスによる乗算の前後のいずれかでIF周波数又はベースバンド周波数のような処理の幾つかの異なった点で達成される。

【0076】それぞれの音響搬送波はまた他の音響搬送波のパワーに関係する送信パワーを設定する値により乗算される。このパワー制御特性はパワーが比較的好ましくない位置にいる受信人であることによってより高いパワーを必要とするリンクに割当てられることを可能にする。移動体にはパワーが無駄なしに適切な動作を行うよ

うにレベルを設定することを許容する、受信した信号対雑音比を報告する手段が設けられている。ウォルシュ関数の直交特性は時間整列が維持されるならば異なった音響搬送波の異なったパワーレベルを使用することによって妨害されない。

【0077】図2はセルサイト装置の1実施例のブロック図を示している。セルサイトでは2つの受信システムはそれぞれが分離したアンテナと空間ダイバーシティ受信のためのアナログ受信機を有している状態で使用されている。各受信機システムでは信号は信号がダイバーシティ結合処理を終えるまで同一に処理される。破線内の要素はセルサイトおよび1つの移動体ユニットの間の通信と対応する要素に一致する。アナログ受信機の出力はまた他の移動体ユニットとの通信に使用される他の要素にも提供される。

【0078】図2では第1の受信機システムはアンテナ30、アナログ受信機32、サーチ受信機34、デジタルデータ受信機36を有する。第1の受信機システムはまた任意のデジタルデータ受信機38を有する。第2の受信機システムはアンテナ40、アナログ受信機42、サーチ受信機44、デジタルデータ受信機46を有する。

【0079】セルサイトはまたセルサイト制御プロセッサ48を有する。制御プロセッサ48はサーチ受信機34、44と共にデータ受信機36、38、46に結合される。制御プロセッサ48は他の機能の間で信号処理、タイミング信号生成、パワー制御、ハンドオフ、ダイバーシティ、ダイバーシティ結合およびMTSO（図8）とのシステム制御処理インターフェースのような機能を提供する。ウォルシュシーケンス割当はまた送信機と受信機の割当と共に制御プロセッサ48により提供される。

【0080】両者の受信機システムはデータ受信機36、38、46によりダイバーシティ結合器とデコーダ回路50に結合される。デジタルリンク52はダイバーシティ結合器とデコーダ回路50の出力を受信するように結合される。デジタルリンク52はまた制御プロセッサ48、セルサイト送信変調器54、MTSOデジタルスイッチに結合されている。デジタルリンク52は制御プロセッサ48の制御の下で、セルサイト送信変調器54および回路50と、MTSO（図8）への信号又はMTSOからの信号を通信するために使用されている。

【0081】移動体ユニットの送信信号は予め定められた速度でクロックされるPNシーケンスにより変調される直接シーケンスの拡散信号であり、この予め定められた速度は好ましい実施例では1.2288MHzである。このクロック速度は9.6 Kbps ベースバンドデータ速度の整数倍であるように選択される。

【0082】アンテナ30で受信される信号はアナログ受信機32に供給される。受信機32の詳細はさらに図3で示されている。アンテナ30で受信された信号は周波数ダウンコンバータ100 に供給され、この周波数ダウンコンバ

ータ100 はRF増幅器102 およびミキサ104 を備えている。受信信号はRF増幅器への入力として供給され、ここでこれらは増幅され、ミキサ104 の入力へ出力される。ミキサ104 は周波数シンセサイザ106 からの出力である別の入力を供給される。増幅されたRF信号はミキサ104 で周波数同期出力信号と混合することによりIF周波数に変換される。

【0083】IF信号がミキサ104 から帯域通過フィルタ(BPF)108、典型的には1.25MHzの通過帯域を有する表面弾性波(SAW)フィルタに出力され、ここでこれらは帯域通過フィルタ処理される。フィルタ処理された信号はBPF108からの信号が増幅されるIF増幅器110に出力される。増幅したIF信号はIF増幅器110からアナログデジタルA/Dコンバータ112へ出力され、ここでこれらはPNチップ速度の丁度8倍である9.8304MHzクロック速度でデジタル化される。A/Dコンバータ112は受信機32の一部として示されているが、代りにデータとサーチ受信機の一部であってもよい。デジタル化されたIF信号はA/Dコンバータ112からデータ受信機36、任意のデータ受信機38、サーチ受信機34への出力される。受信機32からの信号出力は後述するIおよびQチャネル信号である。図3のA/Dコンバータ112が単一の装置として示されているが、後述のIおよびQチャネル信号の分離ではチャネル分離はIおよびQチャネルのデジタル化に提供された2つの別々のA/Dコンバータによるデジタル化に先立って実行されることが推定される。RF-IF-ベースバンド周波数のダウンコンバータおよびIおよびQチャネルのアナログデジタル変換のための装置は技術でよく知られている。

【0084】サーチ受信機34は、関連するデジタルデータ受信機36および使用される場合にはデータ受信機38が最強の有効な時間ドメイン信号を追跡し処理することを確実にするために、セルサイトで受信信号についての時間ドメインを走査することに使用される。サーチ受信機64は信号をセルサイト制御プロセッサ48に供給し、これは処理に適切な受信信号を選択するため制御信号をデジタルデータ受信機36、38に供給する。

【0085】セルサイトデータ受信機およびサーチ受信機の信号処理は、移動体ユニット中の同様の要素による信号処理に比べて幾つかの面で異なっている。入来側即ちリバースリンクすなわち移動体-セルリンクでは、移動体ユニットはセルサイトの信号処理のコヒーレント基準目的に使用することのできるパイロット信号を伝送しない。移動体-セルリンクは64-aryの直交信号を使用するコヒーレントでない変調、復調方式を特徴とする。

【0086】64-ary直交信号処理では、移動体ユニットから送信されたシンボルは $2^6$  即ち64の異なるバイナリシーケンスのうちの1つにエンコードされる。選択されたシーケンスのセットはウォルシュ関数として知られ

ている。ウォルシュ関数の  $m\text{-}a\text{-}r\text{-}y$  信号エンコードの最適受信関数は高速アダマール変換 (FHT) である。

【0087】図2を再び参照すると、サーチ受信機34およびデジタルデータ受信機36, 38 はアナログ受信機32からの信号出力を受信する。移動体ユニットがそれを介して通信する特定のセルサイト受信機に伝送されたスペクトル拡散信号を解読するために適切なPNシーケンスが生成されなければならない。移動体ユニット信号の生成に関する詳細は後述する。

【0088】図3で示されているように受信機36は2つのPN発生器即ち、PN発生器120, 122 を含み、これは同一の長さの2つの異なった短コードPNシーケンスを生成する。これらの2つのPNシーケンスはさらに後述する変調方式の外部コードに関して全てのセルサイト受信機と移動体ユニットのPNシーケンスに共通である。PN発生器120, 122 は従ってそれぞれ出力シーケンス  $P_{N_1}$ 、 $P_{N_0}$  を提供する。 $P_{N_1}$ 、 $P_{N_0}$  シーケンスはそれぞれ同位相 (I) と直角位相 (Q) チャネルPNシーケンスと呼ばれている。

【0089】2つのPNシーケンス  $P_{N_1}$ 、 $P_{N_0}$  は15度の異なった多項式により生成され、通常生成される32767でなく32768の長さのシーケンスを生成するために増加される。例えば増大が15度のあらゆる最大線形シーケンスの一時に現れる行における14の0のランに対して単一のゼロを付加する形態で生じる。換言すれば、PN発生器の1つの状態がシーケンスの生成で繰返される。従って変形されたシーケンスは1つのランで15の1、1つのランで15のゼロを含む。

【0090】例示的な実施例において、受信機36は移動体セルリンク内の移動体ユニットによって発生されるPNシーケンスに対応している  $P_{N_0}$  を発生する長いコードのPN発生器124 をさらに含む。PN発生器124 は、例えば42程度の非常に長いユーザPNコードを発生する最大の線形シーケンス発生器であり、ユーザ間に識別を与える移動体ユニットアドレスおよびユーザIDのような付加的なファクタによって時間シフトされる。このようなセルサイトで受信される信号は長いコードの  $P_{N_0}$  シーケンスと短いコードの  $P_{N_1}$  および  $P_{N_0}$  シーケンスの両方によって変調される。別の実施例において、ユーザの特定のキーを使用する世界時の64シンボル表示をエンコードするデータ暗号規格 (DES) を使用する暗号器のような非線形の暗号発生器は、PN発生器124 の代りに利用されることができる。

【0091】PN発生器124 からの  $P_{N_0}$  シーケンス出力は、シーケンス  $P_{N_1}$  および  $P_{N_0}$  を供給するために排他的オアゲート126 および128 において  $P_{N_1}$  および  $P_{N_0}$  シーケンスによってそれぞれ排他的オア処理される。

【0092】シーケンス  $P_{N_1}$  および  $P_{N_0}$  は、受信

機32からのIおよびQチャネル信号出力に加えてPNのQPSK相関器130 に供給される。相関器130 は、 $P_{N_1}$  および  $P_{N_0}$  シーケンスを有するIおよびQチャネルデータを相関するために利用される。相関器130 の相関されたIおよびQチャネル出力は、シンボルデータが4チップ周期によって累積されるアキュムレータ132 にそれぞれ供給される。アキュムレータ132 および134 の出力は、高速アダマール変換 (FHT) プロセッサ136 への入力として供給される。FHTプロセッサ148 は、

6シンボルごとに1組の64の係数を生成する。64の係数は、制御プロセッサ48において発生される加重関数によって多重化される。加重関数は、復調信号の強さに関連される。FHT136 からの加重データ出力は、さらに処理するためにダイバーシティ結合器およびデコーダ回路50 (図2参照) に供給される。

【0093】第2の受信機システムは、図2および3の第1の受信機システムに関して議論されるのと同様の方法で受信された信号を処理する。受信機36および46からの加重された64のシンボル出力は、ダイバーシティ結合器およびデコーダ回路40に供給される。回路50は、受信機36からの加重された64の係数を受信機46からの加重された64の係数に加算する加算器を含む。結果的な64の係数は最大係数を決定するために互いに比較される。識別値あるいは最大の64の係数と共に、比較結果の大きさは、回路50において実行されるビットアルゴリズムデコーダにおいての使用のための1組のデコーダ加重およびシンボルを決定するために使用される。

【0094】回路構成50内に含まれるビットデコーダは、強制された長さが  $K=9$  を有する移動体ユニットでエンコードされたデータのデコードが可能なタイプであり、コード速度  $r=1/3$  である。ビットデコーダは、最も適切な情報ビットシーケンスを決定するために利用される。周期的に、通常1.25ミリ秒で信号の品質の評価が得られ、移動体ユニットヘデータと共に移動体ユニットパワー調整命令として送信される。この品質の評価の発生におけるさらなる情報は、上記記載の別出願においてさらに詳細に論議されている。この品質の評価は、1.25ミリ秒の期間の平均信号対雑音比である。

【0095】各データ受信機は、それが受信している受信信号のタイミングを追跡する。これは、僅かに早いローカル基準PNによる受信された信号を相関し、僅かに遅いローカル基準PNによる受信された信号を相関する既知の技術によって達成される。これら2つの相関の間の差は、タイミングエラーが存在しない場合に平均が0となる。逆に、タイミングエラーが存在する場合、この差はエラーの大きさおよび記号を示し、受信機のタイミングは次第に調整される。

【0096】セルサイトは、GPS受信機64に結合されるアンテナ62をさらに含む。GPS受信機は、Universal Coordinated Time (UTC) を供給するようなNavstar Glob



al Positioning System 衛星航法システムにおける衛星からアンテナ62に受信される信号を処理する。GPS受信機64は、前述のようなセルサイトでタイミングを同期するためにプロセッサ48を制御するこれらのタイミング信号を供給する。

【0097】図2における任意選択的なデジタルデータ受信機38は、システムの改善された特性のために含まれる。この受信機の構造および動作は、データ受信機36および46に関して記載されたものと類似している。受信機38は、付加的なダイバーシティモードを得るためにセルサイト10で利用される。この付加的なデータ受信機のみあるいは付加的な受信機と共同して、移動体ユニットの送信される信号の別の可能な遅延パスを追跡し、受信できる。受信機38のような選択的な付加的なデジタルデータ受信機は、マルチパス信号の発生の可能性が大いにある密集した都市領域に位置されるこれらのセルサイトにおいて非常に有効な付加的なダイバーシティモードを供給する。

【0098】MTSOからの信号は、制御プロセッサ48の制御に基づいてデジタルリンク52を介して適当な送信変調器に結合される。制御プロセッサ48の制御に基づいた送信変調器54は、目的の受信移動体ユニットへの送信のためデータをスペクトル拡散変調する。送信変調器54の構造および動作に関するさらなる詳細は、図4を参照に以下に論議される。

【0099】送信変調器54の出力は、制御プロセッサ48の制御に基づいて送信パワーが制御される送信パワー制御回路56に供給される。回路56の出力は、それがセルサイトにおける別の移動体に向けられる送信変調器/送信パワー制御回路の出力と合計される合計器57に供給される。合計器57の出力は、セルサイトサービス領域内の移動体ユニットへ放射するためのアンテナ60に出力するパワー増幅器回路58に送信するために供給される。図2は、パイロット/制御チャンネル発生器および送信パワー制御回路66をさらに示す。制御プロセッサの制御に基づいた回路66はパイロット信号、同期チャンネル、および回路58およびアンテナ60への出力への結合のためのページングチャンネルを発生し、パワーを制御する。

【0100】セルサイト送信機の例示的な実施例のブロック図は図4に示されている。送信機は外部コードの発生において使用される1対のPNシーケンス発生器を含む。これらのPN発生器は2つの異なるPNシーケンス、すなわち図3に関して記載されたようなPN<sub>i</sub>およびPN<sub>q</sub>シーケンスを発生する。しかしながら、これらのPN<sub>i</sub>およびPN<sub>q</sub>シーケンスは、セクタおよびセルサイトアドレスに応じた時間において遅延される。

【0101】図4において、図3の送信機回路はパイロット、同期、ページングおよび音声チャンネル信号に関してさらに詳細に示されている。送信機回路はPN<sub>i</sub>およびPN<sub>q</sub>シーケンスを発生するPN発生器196および19

8の2つのPN発生器を含む。PN発生器196および198は、PNシーケンスに予め決められた時間遅延を供給するように制御プロセッサからのセクタあるいはセルサイトアドレス信号に対応している入力信号に反応する。これらの時間遅延されたPN<sub>i</sub>およびPN<sub>q</sub>シーケンスは、同位相(I)および直角位相(Q)チャンネルにそれぞれ関連する。2つのPN発生器のみがセルサイトあるいはセクタの対応しているチャンネルに対するPN<sub>i</sub>およびPN<sub>q</sub>シーケンスのそれぞれの発生に関して示されているが、それは多くの別のPN発生器の計画が実行されていることを理解されるべきである。例えば、セクタに分割されていないセルサイトにおける1対のPN発生器は、同期して外部コードに使用されるPN<sub>i</sub>およびPN<sub>q</sub>シーケンスを生成する各パイロット、同期、ページングおよび音声チャンネルに供給される。このような場合は、多数の回路を通してPN<sub>i</sub>およびPN<sub>q</sub>シーケンスを分配すること都合良く避ける。

【0102】好ましい実施例において、チャンネル信号をエンコードするウォルシュ関数が内部コードとして利用されている。ここに開示されたような例示的な数字において、64の異なるウォルシュシーケンスの総計はパイロット、同期およびページングチャンネル機能に供給されるこれらのシーケンスの3つによって有効である。同期、ページングおよび音声チャンネルにおいて、入力データは畳み込みしてエンコードされ、既知の技術のようにインターリーブされる。さらに、畳み込みしてエンコードされたデータは、既知の技術のようにインターリーブする前に反復されて与えられる。

【0103】パイロットチャンネルはデータ変調を含まず、特定のセルサイトあるいはセクタの全ユーザが捕捉あるいは追跡目的のために使用する変調されないスペクトル拡散信号として特徴づけられる。各セルサイト、あるいはセクタに分割された場合の各セクタは独特なパイロット信号を有する。しかしながら、パイロット信号に対して異なるPN発生器を使用するよりも、異なるパイロット信号を発生するためのさらに効果的な方法は同じ基本シーケンスにおけるシフトを使用することであることが理解されている。この技術を利用して、移動体ユニットは、シーケンス全体を連続して検索し、最も強い相関を生成するオフセットあるいはシフトに調整する。シフトおよび基本シーケンスの使用において、シフトは隣接したセルサイトあるいはセクタにおけるパイロットが干渉あるいは消去してはならないようにされなければならない。

【0104】パイロットシーケンスは、多くの異なるシーケンスがシステムにおいて多くのパイロット信号をサポートするために基本シーケンスにおけるシフトによって発生されるように十分に長くなければならない。さらに、分離あるいはシフトは、パイロット信号において干渉されないことを保証するのに十分に良好でなければなら

らない。したがって、本発明の例示的な実施例におけるパイロットシーケンス長は、 $2^{16}$  に選択される。シーケンスは、特定の状態が検出される時にシーケンスへの追加された余分の 0 であるシーケンス  $2^{16} - 1$  によって発生が開始される。例示的な実施例において、64 チップの基本シーケンスにおけるオフセットを有する 512 の異なるパイロット信号が選択される。しかしながら、オフセットは異なるパイロット信号の数における対応している減少による 64 チップオフセットの整数倍である。

【0105】パイロット信号の発生において、全て 0 から成るウォルシュ“0” ( $W_0$ ) シーケンスはパイロット信号を変調しないように使用され、本質において  $P_N$  および  $P_N$  シーケンスである。故に、ウォルシュ“0” ( $W_0$ ) シーケンスは、排他的オアゲートにおける  $P_{N1}$  および  $P_{N2}$  シーケンスによって多重化される。結果的なパイロット信号は、 $P_{N1}$  および  $P_{N2}$  シーケンスのみを含む。パイロット信号と同じ  $P_N$  シーケンスを有する全てのセルサイトあるいはセクタによって、送信の起点のセルサイトあるいはセクタの間の識別特性はシーケンスの位相である。

【0106】パイロットチャネルの送信変調器およびパワー制御回路66の部分に関して、ウォルシュ発生器 ( $W$ ) 200 は今論議されたような全てが 0 の関数に対応している信号を発生する。ウォルシュ関数の発生におけるタイミングは、セルサイトおよび移動体ユニットにおける全ウォルシュ関数発生器の場合におけるような制御プロセッサによって供給される。発生器200 の出力は、排他的オアゲート202 および204 の両方への入力として供給される。排他的オアゲート202 の他方の入力は  $P_{N1}$  信号を受信し、排他的オアゲート204 の他方の入力は  $P_{N2}$  信号を受信する。 $P_{N1}$  および  $P_{N2}$  信号は発生器200 の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限バルス応答 (FIR) フィルタ206 および208 への入力としてそれぞれ供給される。フィルタされた信号は、利得制御素子210 および212 から構成される送信パワー制御回路に供給されるために FIR フィルタ206 および208 から出力する。利得制御素子210 および212 に供給された信号は、制御プロセッサからの入力信号 (図示されていない) に応じて利得制御される。利得制御素子からの信号出力は、詳細な構造および機能が後に説明される送信

パワー増幅器回路58に供給される。

【0107】同期チャネル情報はエンコードされ、予め割当てられたウォルシュシーケンスによって排他的オアゲートにおいて多重化される。例示的な実施例において、選択されたウォルシュ関数は 32 個の“1”とそれに続く 32 個の“0”から構成される ( $W_{31}$ ) である。結果的なシーケンスは、排他的オアゲートにおける  $P_{N1}$  および  $P_{N2}$  シーケンスによって多重化される。例示的な実施例において、同期チャネルデータ情報は 1200 bps の速度で典型的に送信変調器に供給される。例

示的な実施例において、同期チャネルデータは強制された長さ  $K=9$  を有する速度  $r=1/2$  で畳み込みしてエンコードされることが好ましく、各コードシンボルは 2 回繰返される。このエンコード速度および強制された長さは全てのエンコードされたフォワードリンクチャネル、つまり同期、ページングおよび音声チャネルと共通である。例示的な実施例において、シフトレジスタ構造はコード  $G_1 = 753$  (8進法) および  $G_2 = 561$  (8進法) の発生器に利用される。同期チャネルに対するシンボル速度は、例示的な実施例における 4800 sps、つまり 1 つのシンボルは  $208 \mu$  秒あるいは  $256 P_N$  チップである。

【0108】コードシンボルは、例示的な実施例の 40 ミリ秒における畳み込みインターリーブの広がりによってインターリーブされる。インターリーブの試験的なパラメータは、 $I=16$  および  $J=48$  である。インターリーブについてのさらに詳細は、1987年の Howard W. Sams & Co., による Data Communication, Networks and Systems の第343 乃至352 において認められる。畳み込みインターリーブの効果は信頼性のないチャネルシンボルを分散することであるので、 $I-1$  の隣接するシーケンスあるいは少数のシンボルにおける任意の 2 つのシンボルがデインターリーブ出力における少なくとも  $J+1$  のシンボルによって分離される。同様に、 $J-1$  のシンボルの連続したシーケンスにおける任意の 2 つのシンボルは、デインターリーブ出力で少なくとも  $I+1$  のシンボルによって分離される。換言すると、 $I=16$  および  $J=48$  である場合、一連の 15 のシンボルにおいてシンボルは  $885 \mu$  秒だけ分離されて送信され、時間のダイバーシティが行われる。

【0109】特定のセルサイトあるいはセクタの同期チャネルシンボルは、セルサイトあるいはセクタと対応しているパイロット信号に結合される。図5は、64 のチップのシフトによって分離される 2 つの異なるパイロットチャネル ( $N$ ) および ( $N+1$ ) のタイミングを示す。図5は、例示的なパイロットチャネルと同期チャネルのタイミング図を例示として示し、実際のパイロット信号チップの状態および同期チャネルシンボルは示されていない。各同期チャネルは、対応しているパイロットに等しい量によって絶対的な時間に関してシフトされる 2 回のコード反復のため、コードシンボル対 ( $C_i$ ,  $C'_i$ ) の第1のコードシンボル ( $C_i$ ) を有する新しいインターリーブの周期を開始する。

【0110】図5に示されるように、 $N$  番目のパイロットチャネルは時間  $t_i$  で新しいインターリーブの周期あるいはパイロット同期を開始する。同様に、 $N+1$  番目のパイロットチャネルは時間  $t_i$  で新しいインターリーブの周期またはパイロット同期を開始し、時間  $t_i$  よりも遅い時間で 64 チップを生ずる。例示的な実施例におけるパイロット周期は 26.67 ミリ秒長であり、12



8の同期チャネルコードシンボルあるいは32の同期チャネル情報ビットに対応する。同期チャネルシンボルは、26.67ミリ秒に拡がる畳み込みインターリーブによってインターリーブされる。このように、移動体ユニットはパイロット信号が得られる時に、それは即時同期チャネルインターリーブの同期化を有する。

【0111】同期チャネルシンボルは、信号において直交性を与える予め割当てられたウォルシュシーケンスによってカバーされる。同期チャネルにおいて、1つのコードシンボルは4つのカバーシーケンスに及ぶ。つまり、図6に示されるように“32の1”-“32の0”のシーケンスの4回の反復に対して1つのコードシンボルである。図6に示されるように、単一の論理的“1”は32の“1”のウォルシュチップの発生を表し、単一の論理的“0”は32の“0”のウォルシュチップの発生を表す。同期チャネルシンボルは、同期チャネルシフトがウォルシュフレームの整数倍数であるため、関連されたパイロットチャネルに依存している絶対的な時間によって歪められるが、同期チャネルにおける直交性は依然として保持されている。

【0112】例示的な実施例における同期チャネルメッセージは、長さが増える。メッセージの長さは、3つのパイロット周期に対応する80ミリ秒の整数倍である。エラー検出のための周期的冗長(CRC)ビットは、同期チャネル情報ビットに含まれる。

【0113】図7は、総合的な例示的なシステムタイミングのタイミング図を示す。2秒の周期において、75のパイロット周期が存在する。図7において、Nパイロットおよび同期チャネルはシフトされないパイロットを使用するセクタあるいはセルサイトに対応するので、パイロットおよび同期信号はUTC時間で正確に整列する。このようなパイロット同期、つまり最初の状態として共通の毎秒1パルス(pps)の信号によって正確に整列する。

【0114】シフトされたパイロットが使用される全ての場合において、パイロットシフトに対応しているPN位相オフセットが導入されている。換言すると、パイロット同期(最初の状態)および同期チャネルメッセージは、1pps信号に関して歪められる。同期メッセージは、移動体ユニットが次第にタイミングを調整できるため、この位相オフセット情報を搬送する。

【0115】同期チャネルメッセージが正確に受信されるとすぐに、移動体ユニットはページングチャネルあるいは音声チャネルのどちらかに即時に同期する能力を有する。パイロット同期で、各同期メッセージの端部に対応している新しい40ミリ秒インターリーブ周期が開始する。同時に、移動体ユニットはコード反復あるいは

( $c_{i-1}$ ,  $c_{i+1}$ ) 対の第1のコードシンボルのデインターリーブを開始し、デコーダ同期が達成される。デインターリーブ書き込みアドレスは0に初期化され、読取りア

ドレスはJに初期化され、メモリのデインターリーブの同期化が達成される。

【0116】同期チャネルメッセージは、移動体ユニットと通信するために割当てられた音声チャネルに対応する42ビットの長いPN発生器の状態に関する情報を伝送する。この情報は、対応しているPN発生器を同期化する移動体ユニットデジタルデータ受信機で使用される。例えば、図7における同期チャネルメッセージN+1は状態を表示する42ビットフィールドを含み、状態Xは長いコードのPN発生器に対応しているセクタあるいはセルサイト音声チャネルが160ミリ秒のような予め決められた時間で有する。同期チャネルメッセージを首尾よく復号した後の移動体ユニットは、状態Xを長いコードのPN発生器に正確な時間で負荷する。したがって移動体ユニットの長いコードのPN発生器は、ユーザのメッセージのデスクランブルを可能にするために同期化される。

【0117】同期チャネル用の送信変調器およびパワー制御回路66の部分に関して、同期チャネル情報は制御プロセッサからエンコーダ214へ入力される。上記のように、例示的な実施例における同期チャネルデータはデコーダ214によって畳み込みしてエンコードされる。エンコーダ214はエンコードされたシンボルの反復をさらにを行い、同期チャネルの場合のエンコードされたシンボルが反復される。エンコーダ214から出力するシンボルはインターリーブ215に供給され、シンボルを畳み込みしてインターリーブする。インターリーブ215から出力するインターリーブされたシンボルは、排他的オアゲート216への入力として供給される。

【0118】ウォルシュ発生器218は、排他的オアゲート216への別の入力として供給されるウォルシュ( $W_{s,i}$ )に対応している信号を発生する。同期チャネルのシンボルストリームおよびウォルシュ( $W_{s,i}$ )シーケンスは、排他的オアゲート220および222の両方への入力として出力が供給される排他的オアゲート216によって排他的オアされる。

【0119】排他的オアゲート220の別の入力はPN<sub>i</sub>信号を受信し、排他的オアゲート222の別の入力はPN<sub>o</sub>信号を受信する。PN<sub>i</sub>およびPN<sub>o</sub>信号は排他的オアゲート218の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答(FIR)フィルタ224および226への入力としてそれぞれ供給される。FIRフィルタ224および226から出力されたフィルタされた信号は、デジタル可変利得制御素子228および230から構成される送信パワー制御回路に供給される。利得制御素子228および230に供給される信号は、制御プロセッサからの入力デジタル信号(図示されていない)に応じてデジタル的に利得制御される。利得制御素子228および230から出力される信号は、送信パワー増幅回路58に供給される。

【0120】ページングチャネルの情報は反復によって

エンコードされ、予め割当てられたウォルシュシーケンスによってインターリーブされ、多重化される。結果的なシーケンスは、 $P N_1$  および  $P N_0$  シーケンスによって多重化される。特定のセクタあるいはセルサイトに対するページチャネルのデータ速度は、同期チャネルメッセージにおける割当てられたフィールドにおいて示される。ページングチャネルデータ速度は可変であるが、次の例示的なデータ速度：9. 6, 4. 8, 2. 4 および 1. 2 k b p s の 1 つで各システムに対して固定される。

【0 1 2 1】送信変調器およびページングチャネルのパワー制御回路に関して、ページングチャネルの情報は制御プロセッサからエンコーダ232 へ入力される。エンコーダ232 は例示的な実施例における、チャネルの割当てられたデータ速度によってシンボルの反復を供給する畳み込みエンコーダである。エンコーダ232 の出力は、シンボルが畳み込みしてインターリーブされるインターリーバ233 に供給される。インターリーバ装置232 からの出力は、排他的オアゲート234 への入力として供給される。ページングチャネルデータ速度は変化するが、コードシンボル速度はコード反復によって1 9. 2 k s p s で一定に保たれる。

【0 1 2 2】ウォルシュ発生器236 は信号を発生し、それは排他的オアゲート234 への別の入力として供給される。予め割当てられたウォルシュシーケンスに対応している。シンボルデータおよびウォルシュシーケンスは排他的オアゲート234 によって排他的オアされ、排他的オアゲート238 および240 の両方への入力として供給される。

【0 1 2 3】排他的オアゲート238 の別の入力は  $P N_1$  信号を受信し、排他的オアゲート240 の別の入力は  $P N_0$  信号を受信する。  $P N_1$  および  $P N_0$  信号は排他的オアゲート234 の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答 (F I R) フィルタ242 および244 への入力としてそれぞれ供給される。F I R フィルタ242 および244 からのフィルタされた信号は、利得制御素子246 および248 から構成される送信パワー制御回路に供給される。利得制御素子246 および248 に供給される信号は、制御プロセッサからの入力信号 (図示されていない) に応じて利得制御される。利得制御素子から出力される信号は、送信パワー増幅器回路58に供給される。

【0 1 2 4】各音声チャネルのデータは反復によってエンコードされ、インターリーブされ、スクランブルされ、割当てられたウォルシュシーケンス ( $W_1 - W_1$ ) によって多重化され、  $P N_1$  および  $P N_0$  シーケンスによって多重化される。特定のチャネルによって使用されるウォルシュシーケンスは、チャネルがアナログF Mセルサイトシステムにおける通話に割当てられるのと同じ方法による通話設定時間でシステム制御装置によって割当てられる。ここに示される例示的な実施例において、

6 1 までの異なるウォルシュシーケンスが音声チャネルによって有効に使用される。

【0 1 2 5】本発明の例示的な実施例において、音声チャネルは可変データ速度が利用される。可変データ速度の利用の目的は、音声活性がないために別のユーザへの特定の音声チャネルによって発生される干渉を減少する時にデータ速度を下げることである。可変速度データを供給するボコーダは、2 0 ミリ秒フレームベースの音声活性に基づいた4 つの異なるデータ速度でデータを生成する。例示的なデータ速度は、9. 6 k b p s, 4. 8 k b p s, 2. 4 k b p s および 1. 2 k b p s である。データ速度は2 0 ミリ秒ベースで変化するが、コードシンボル速度は1 9. 2 k s p s でコード反復によって一定に保たれる。したがって、コードシンボルはそれぞれのデータ速度4. 8 k b p s, 2. 4 k b p s および 1. 2 k b p s に対して2, 4 および 8 回繰返される。

【0 1 2 6】可変速度の方式は干渉を減少するために考案されているので、低速度のコードシンボルは低いエネルギーを有する。例えば、9. 6 k b p s, 4. 8 k b p s, 2. 4 k b p s および 1. 2 k b p s の例示的なデータ速度に関して、コードシンボルエネルギー ( $E_c$ ) はそれぞれ  $E_c / 2$ ,  $E_c / 4$ ,  $E_c / 8$  および  $E_c / 16$  であり、  $E_c$  は 9. 6 k b p s の送信速度に対する情報ビットエネルギーである。

【0 1 2 7】コードシンボルは畳み込みインターリーバによってインターリーブされるので、異なるエネルギーレベルを有するコードシンボルはインターリーバの動作によってスクランブルされる。エネルギーレベルの追跡を保つため、コードシンボルはスケールアップのためにデータ速度を特定化する各シンボルに付着されるラベルを有する。直交ウォルシュのカバーおよびN P の広がりした後、直角位相チャネルは有限パルス応答 (F I R) フィルタによってデジタル方式でフィルタされる。F I R フィルタは、データ速度にしたがったエネルギースケールを達成するためのシンボルエネルギーレベルに対応している信号を受信する。I およびQチャネルは、1,  $1 / \sqrt{2}$ ,  $1 / 2$  あるいは  $1 / 2 \sqrt{2}$  の因数によってスケールされる。1 実施例において、ボコーダはフィルタスケール係数を制御するためF I R フィルタに2 ビット番号の形をとってデータ速度ラベルを供給する。

【0 1 2 8】図 4 において、2 つの例示的な音声チャネルの回路、音声チャネル (i) および (j) が示されている。音声チャネル (i) のデータは、関係するボコーダ (図示されていない) から送信変調器54 (図 3 参照) へ入力される。送信変調器54はエンコーダ 250<sub>i</sub>、インターリーバ 251<sub>i</sub>、排他的オアゲート 252<sub>i</sub>, 255<sub>i</sub>, 256<sub>i</sub> および 258<sub>i</sub>、P N 発生器 253<sub>i</sub> およびウォルシュ発生器 ( $W_1$ ) 254<sub>i</sub> から構成される。

【0 1 2 9】音声チャネル (i) のデータは、例示的な

実施例において入力データ速度にしたがったコードシンボル反復によって畳み込みしてエンコードされるエンコードデータ250<sub>i</sub>に入力される。エンコードされたデータはインターリーブ 251<sub>i</sub>に供給され、それは例示的な実施例において畳み込みしてインターリーブされる。インターリーブ 251<sub>i</sub>は、FIRフィルタに対するデータ速度で識別するシンボルデータによってインターリーブされる2ビットデータ速度ラベルを音声チャネル(i)に関連されるボコーダから受信する。データ速度ラベルは、送信されていない。移動体ユニットのデコーダは全ての実行可能なコードを確認する。インターリーブされたシンボルデータは、排他的オアゲート 252<sub>i</sub>の入力に対する19.2 k s p s の例示的な速度でインターリーブ 251<sub>i</sub>から出力される。

【0130】例示的な実施例において、各音声チャネル信号はセルサイトから移動体への送信において秘密性を供給するためにスクランブルされる。このようなスクランブルは必要とされないが、通信において秘密性を高める。例えば、音声チャネル信号のスクランブルは、ユーザIDの移動体ユニットアドレスによって決定されるPNコードを有する音声チャネル信号をエンコードしているPNによって達成される。このようなスクランブルは、移動体からセルサイトへの通信の特定の受信機に関して図3を参照して論議されるようなPN<sub>0</sub>シーケンスあるいは暗号機構を使用する。したがって、分離したPN発生器は図4に示されるような機能のために構成される。スクランブルはPNシーケンスに関して論議されているが、スクランブルはこれらの既知の技術を含んでいて別の技術によって達成される。

【0131】再び図4を参照すると、音声チャネル(i)の信号のスクランブルは、制御プロセッサから割当てられた移動体ユニットアドレスを受信するPN発生器 253<sub>i</sub>を供給することによって達成される。PN発生器 253<sub>i</sub>は、排他的オアゲート 252<sub>i</sub>への別の入力として供給される独特なPNコードを発生する。排他的オアゲート 252<sub>i</sub>の出力は、排他的オアゲート 255<sub>i</sub>の1つの入力に代りに供給される。

【0132】ウォルシュ発生器(W<sub>i</sub>) 254<sub>i</sub>は、制御プロセッサからの機能選択信号およびタイミング信号に応じて予め割当てられたウォルシュシーケンスに対応している信号を発生する。機能選択信号の値は、移動体ユニットのアドレスによって決定される。ウォルシュシーケンス信号は、排他的オアゲート 255<sub>i</sub>への別の入力として供給される。スクランブルされたシンボルデータおよびウォルシュシーケンスは、排他的オアゲート 256<sub>i</sub>および 258<sub>i</sub>の両方へ入力として供給される出力を有する排他的オアゲート 255<sub>i</sub>によって排他的オアされる。セルサイトのその他の全てのPN発生器およびWalsh発生器に加えてPN発生器 253<sub>i</sub>は、1.2288 MHzで出力を供給する。PN発生器253が排他的オアゲート 2

55<sub>i</sub>に対して19.2 kHzの速度で出力を供給するデシメータを含むことが注目されるべきである。

【0133】排他的オアゲート 256<sub>i</sub>の別の入力はPN<sub>1</sub>信号を受信し、一方、排他的オアゲート 258<sub>i</sub>の別の入力PN<sub>0</sub>信号を受信する。PN<sub>1</sub>およびPN<sub>0</sub>信号は、排他的オアゲート 252<sub>i</sub>の出力によってそれぞれ排他的オアされ、有限パルス応答(FIR)フィルタ 260<sub>i</sub>および 262<sub>i</sub>へ入力としてそれぞれ供給される。入力シンボルは、畳み込みインターリーブ 251<sub>i</sub>からの入力データ速度ラベル(図示されていない)にしたがってフィルタされる。FIRフィルタ 260<sub>i</sub>および 262<sub>i</sub>から出力するフィルタされた信号は、利得制御素子 264<sub>i</sub>および 266<sub>i</sub>から構成される送信パワー制御回路56の一部に供給される。利得制御素子 264<sub>i</sub>および 266<sub>i</sub>に供給される信号は、制御プロセッサからの入力信号(図示されていない)に応じて制御される。利得制御素子からの信号出力は、送信パワー増幅器回路58に供給される。

【0134】音声ビットに加えて、フォワードリンク音声チャネルはパワー制御情報を搬送する。パワー制御ビット速度は、例示的な実施例において800 b p sである。所定の移動体からの移動体-セル信号を復調しているセルサイト受信機は、特定の移動体にアドレスされたセル-移動体音声チャネルに挿入されるパワー制御情報を発生する。パワー制御特性のさらに詳細は上記の別出願米国特許明細書に開示されている。

【0135】パワー制御ビットは、コードシンボルバンクチュアと呼ばれる技術によって畳み込みインターリーブの出力で挿入される。換言すると、パワー制御ビットが送信されることを必要とすると、2つのコードシンボルはパワー制御情報によって与えられる極性を有する2つの等しいコードシンボルによって置換される。さらに、パワー制御ビットは、9600 b p sビット速度に対応しているエネルギーレベルで送信される。

【0136】パワー制御情報ストリームに与えられる付加的な強制は、ビットの位置が移動体-セルチャネル間でランダム化されなければならない。一方、全エネルギーパワー制御ビットは、規則的な間隔で干渉のスパイクを生成し、このようなビットの検出力を減少させる。

【0137】図4は音声チャネル(j)をさらに示し、それは機能および構造において音声チャネル(i)と等しい。示される実施例において全体で61までの音声チャネルの合計を有するさらに多くの音声チャネル(図示されていない)が存在することに注目される。

【0138】図4のウォルシュ発生器に関して、ウォルシュ関数は既知の方法によって容易に生成される1組の直交2進シーケンスである。ウォルシュ関数において関係のある特性は、64の各シーケンスが別のシーケンス全てに完全に直交することである。このように、任意の対のシーケンスは、それらが一致するようなビット位置、つまり64のシンボルの間隔に関して32であるの

とちょうど同数のビット位置において異なる。このように情報がウォルシュシーケンスによる送信のためにエンコードされる時、受信機は所望な“搬送”信号としてウォルシュシーケンスの任意の1つを選択できる。別のウォルシュシーケンスでエンコードされた任意の信号エネルギーは排除され、所望の1つのウォルシュシーケンスに対する相互干渉は生じない。

【0139】セルー移動体リンクの例示的な実施例において、前述されたような同期、ページングおよび音声チャネルは、強制された長さ $K=9$ およびコード速度 $r=1/2$ の畳み込みエンコードを使用する。すなわち、エンコードされたシンボルは送信される各情報ビットに対して生成され、送信される。畳み込みエンコードに加えて、シンボルデータの畳み込みインターリーブがさらに利用される。反復が畳み込みエンコードと共に使用されることが想像される。移動体ユニットにおけるこのタイプのコードの最適なデコーダは柔軟な決断力ビタビアルゴリズムデコーダである。標準の設計は復号目的のために使用される。結果的な復号された情報ビットは、移動体ユニットデジタルベースバンド設備に通過される。

【0140】再び図4を参照すると、回路58はパイロット、同期、ページングおよび音声チャネル用の $PN_i$  および $PN_q$  拡散データからアナログ形態へデジタル情報を変換するためのデジタルアナログ(D/A)変換器を含む。特に、パイロットチャネル $PN_i$  拡散データは、利得制御素子210 からD/A変換器268 へ出力される。デジタル化されたデータはD/A変換器268 から合計器284 へ出力される。同様に、同期、ページングおよび音声チャネル $PN_i$  拡散データ用の対応している利得制御素子、すなわち利得制御素子228, 246 および 264, - 264, の出力は、信号がデジタル化されて合計器284 に供給されるD/A変換器272, 276 および 280, - 280, にそれぞれ供給される。パイロット、同期、ページングおよび音声チャネル用の $PN_q$  拡散データは利得制御素子221, 230, 248 および 266, - 266, から出力され、信号がデジタル化されて合計器286 に供給されるD/A変換器270, 274, 278 および 282, - 282, にそれぞれ供給される。

【0141】合計器284 はパイロット、同期、ページングおよび音声チャネル用の $PN_i$  拡散データを合計し、合計器286 は同じチャネルの $PN_q$  拡散データを合計する。合計されたIおよびQチャネルデータは、ミキサ28 および290 に局部発振器(LO)周波数信号のサイン( $2\pi f t$ ) およびコサイン( $2\pi f t$ ) と共にそれぞれ入力され、そこで混合され、合計器292 に供給される。LO周波数信号のサイン( $2\pi f t$ ) およびコサイン( $2\pi f t$ ) は、適当な周波数源(図示されていない)から供給される。これらの混合されたIF信号は合計器292 において合計され、ミキサ294 に供給される。

【0142】ミキサ294 は、RF周波数帯域に周波数を

上方変換するように周波数シンセサイザ296 によって供給されるFR周波数信号と合計された信号を混合する。ミキサ294 からのRF信号出力は、バンドパスフィルタ298 を介してRF増幅器299へ出力される。増幅器299 は、送信パワー制御回路56 (図3参照)からの入力利得制御信号にしたがって帯域限定信号を増幅する。送信パワー増幅器回路58に関して示されている実施例が、単に既知の技術で可能なような信号の合計、混合、フィルタおよび増幅における多くの変化の例示であることが理解されるべきである。

【0143】セルサイト制御プロセッサ48 (図3参照) はデジタルデータ受信機および特定のセルサイトに対する送信変調器の割当ての応答を有する。制御プロセッサ48は通話の進行、信号の品質、および信号の損失の分解の開始を監視する。セルサイトは、標準的な電話線、光ファイバあるいはマイクロ波リンクによって結合されるリンク52を介してMTSOと通信する。

【0144】図8は、MTSOにおいて利用される装置のブロック図を示す。MTSOは、システム制御装置あるいは制御プロセッサ300、デジタルスイッチ302、ダイバーシティ結合器304、デジタルボコーダ306 およびデジタルスイッチ308 を典型的に含む。示されていないが、付加的なダイバーシティ結合器およびデジタルボコーダはデジタルスイッチ302 と308 の間で結合される。

【0145】セルサイトダイバーシティモードが活性である場合、通話は2つのセルサイトによって処理される。したがって、信号は同じ情報を有する1つ以上のセルサイトからMTSOに到着する。しかしながら、移動体ユニットからセルサイトへの到着あるいは逆リンクのフェージングおよび干渉のため、1つのセルサイトからの信号は別のセルサイトからの信号よりも品質が良い。

【0146】デジタルスイッチ302 は、1つ以上のセルサイトからダイバーシティ結合器304 への与えられた移動体ユニットに対応している情報ストリーム、あるいはシステム制御プロセッサ300 からの信号によって決定されるような対応しているダイバーシティ結合器へ情報ストリームのパスを定めるのに使用される。システムがセルサイトダイバーシティモードにない時、ダイバーシティ結合器304 は各入力ポートの同じ情報がバイパスあるいは供給される。

【0147】複数の直列に結合されたダイバーシティ結合器およびボコーダは処理される通話に付き1つずつ並列に設けられている。ダイバーシティ結合器304 は、2つ以上のセルサイト信号からの情報ビットに付随する信号の品質のインジケータを比較する。ダイバーシティ結合器304 は、ボコーダ306 への出力に関する情報をフレームごとに送る最高品質のセルサイトに対応しているビットを選択する。

【0148】ボコーダ306 は、標準の64KbpsのPCM電話形態、アナログ、あるいは任意の別の標準のフ

フォーマットにデジタル化された音声信号のフォーマットを変換する。結果的な信号はボコーダ306 からデジタルスイッチ308 へ送信される。システム制御プロセッサ300 の制御に基づいて、通話はPSTNにルーティングされる。

【0149】移動体ユニットへ向けられるPSTNから出力する音声信号は、システム制御プロセッサ300 の制御に基づいたボコーダ306 のような適当なデジタルボコーダに結合するためデジタルスイッチ308 に供給される。ボコーダ306 はデジタル化された入力音声信号をエンコードし、デジタルスイッチ302 に結果的な情報のビットの流れを直接供給する。システム制御プロセッサに基づいたデジタルスイッチ302 は、移動体ユニットが通信しているセルサイトにエンコードされたデータを直接制御する。MTSOアナログ音声に送信される情報に関して前に論議されたが、デジタル情報がシステムにおいて通信されることがさらに想像される。システムに関する適合性を保証するため、データの適当なフレーム構成に注意しなければならない。

【0150】移動体ユニットが複数セルサイトに送信しているハンドオフモードあるいはセルサイトダイバーシティモードにある場合、デジタルスイッチ302 は受信移動体ユニットへの適当なセルサイト送信機による送信に適当なセルサイトへ通話をルーティングする。しかしながら、移動体ユニットが単一のセルサイトのみと通信し、またはセルサイトダイバーシティモードにない場合、信号は単一のセルサイトへのみ向けられる。

【0151】システム制御プロセッサ300 は、MTSOとの間でデータをルーティングするためデジタルスイッチ302 および306 によって制御を行う。システム制御プロセッサ300 はまた、セルサイトおよびMTSOのボコーダへの通話の割当てを決定する。さらに、システム制御プロセッサ300 は、MTSOとセルサイトの間の特定の通話の割当ておよび通話のためのPNコードの割当てについて各セルサイト制御プロセッサと通信する。図8に示されるように、デジタルスイッチ302 および306 は2つの分離スイッチとして示されているが、この機能は単一の物理的スイッチング装置によって実行されることができることを理解すべきである。

【0152】セルサイトダイバーシティモードが使用される時、移動体ユニットは2つのセルサイトのそれぞれからの最強のマルチパス信号を識別して捕捉するサーチ受信機を使用する。デジタルデータ受信機は、最強の信号を変調するようにサーチ受信機および制御プロセッサによって制御される。受信機の数が並列に情報を送信するセルサイトの数よりも少ない時、スイッチングのダイバーシティ能力が可能である。例えば、単一のデータ受信機のみおよび2つのセルサイト送信に関して、サーチ装置は両方のセルサイトからのパイロットを監視し、復調する受信機に対する最強の信号を選択する。この実施

例において、選択は各ボコーダフレームあるいは20ミリ秒ごとに同じ周波数で行われる。

【0153】システム制御プロセッサは、特定の通話を処理するためにセルサイトのデジタルデータ受信機および変調器の割当てに応答性を有する。このように、セル移動体リンクにおいて、システム制御プロセッサは移動体ユニットへの特定の通話の送信におけるセルサイトで使用されるウォルシュシーケンスの割当てを処理する。加えて、システム制御プロセッサは受信機ウォルシュシーケンスおよびPNコードを制御する。移動体セルリンクにおいて、システム制御プロセッサは通話のための移動体ユニットユーザのPNコードも制御する。それ故、割当て情報はMTSOからセルサイトへ、およびそこから移動体セルへ送信される。システム制御プロセッサはまた、通話の進行、信号の品質および信号の損失の分析の開始を監視する。

【0154】移動体セルリンク

移動体セルリンクにおいて、チャネル特性は変調技術が変更されることを命令する。パイロット搬送波は、データ変調の良好な位相基準を供給するために音声搬送波よりも強力でなければならない。同時に多くの音声搬送波を送信するセルサイトに関して、単一のパイロット信号は全ての音声搬送波に共用される。それ故、音声搬送波あたりのパイロット信号パワーは非常に小さい。

【0155】しかしながら、移動体セルリンクにおいて、移動体につき通常1つの音声搬送波が存在する。パイロットが使用された場合、音声搬送波よりもパワーがかなり要求される。全システム容量が非常に高いパワーのパイロット信号の存在によって生じられる干渉のため大いに減少されるので、この状況は明らかに望ましくない。それ故、パイロット信号を有さない効果的な復調が可能な変調が使用されなければならない。

【0156】レイリーフェージングによって中断された移動体セルチャネルに関して、迅速に変化するチャネル位相が生じ、受信された信号から位相を得るコスタス(Costas)ループのようなコヒーレント復調器技術は不適當である。微分コヒーレントPSKのような別の技術が使用されるが、信号対雑音比特性の所望なレベルは提供できない。

【0157】このように、2、4あるいはmの信号通信のような直交信号通信の形態が使用されるべきである。例示的な実施例において、64の直交信号通信技術はウォルシュ関数を使用して利用される。mの直交信号通信の復調器は、mのシンボルの送信の継続時間にわたるチャネルのコヒーレントを必要とする。例示的な実施例において、これは2ビットの時間のみである。

【0158】メッセージのエンコードおよび変調処理は、強制された長さ $K=9$ およびコード速度 $r=1/3$ の畳み込みエンコードによって開始する。1秒につき9600ビットの通常のデータ速度で、エンコードは1秒

につき 28800 の 2 進シンボルを生成する。これらは 64 の可能な文字で 1 秒につき 4800 文字の割合でそれぞれ 6 つのシンボルを含んでいる文字に分類される。各文字は 64 の 2 進ビットあるいは“チップ”を含んでいる長さ 64 のウォルシュシーケンスにエンコードされる。64 のウォルシュチップ速度は、例示的な実施例において 1 秒につき 307, 200 チップである。

【0159】ウォルシュチップは 1. 2288 MHz の速度で動作している PN シーケンスによって“カバー”、または多重化される。各移動体ユニットは、この目的のために独特な PN シーケンスが割当てられる。この PN シーケンスは通話中の期間のみ割当てられるか、移動体ユニットに対して恒久的に割当てられる。割当てられた PN シーケンスは、ユーザ PN シーケンスと呼ばれる。ユーザ PN シーケンス発生器は、各ウォルシュチップに対して 4 つの PN チップを生成するように 1. 2288 MHz のクロック速度で動作する。

【0160】最終的に、1 対の長さの短い 32768 の PN シーケンスが発生される。例示的な実施例において、同じシーケンスがセル移動体リンクに関して使用される。ウォルシュチップシーケンスがカバーされるユーザ PN シーケンスは、それぞれ 2 つの短い PN シーケンスによってカバー、または多重化される。2 つの結果的なシーケンスは直角対の正弦波を 2 位相変調し、単一の信号に合計される。結果的な信号はバンドパスフィルタ処理され、最終 RF 周波数に変換され、増幅され、フィルタされ、移動体ユニットのアンテナによって放射される。セル移動体信号に関して記載されたように、フィルタ、増幅および変調動作の順序は交換されることができる。

【0161】別の実施例において、ユーザ PN コードの 2 つの異なる位相は直角位相波形の 2 つの搬送波位相を変調するために生成および使用され、長さが 32768 のシーケンスを使用の必要性をなくす。別の実施例において、移動体セルリンクは 2 重位相変調のみを利用し、短いシーケンスの必要性をなくす。

【0162】各信号用のセルサイト受信機は、各活性移動体信号が受信される短い PN シーケンスおよびユーザの PN シーケンスを生成する。受信機は、分離した相関器におけるエンコードされた各波形を有する受信された信号エネルギーを相関する。各相関器の出力は 64 のコードを復調するために分離して処理され、畳み込みエンコードは高速アダマール変換プロセッサおよびビタビアルゴリズムデコーダを使用する。

【0163】移動体セルリンクに関する別の変調方式において、同じ変調方式がセル移動体リンクとして使用される。各移動体は、外部コードとして 1 対の 32768 長セクタコードを利用する。内部コードは長さ 64 のウォルシュシーケンスを利用し、それは使用のために移動体に割当てられ、セクタ内に存在する。通常、同じ

ウォルシュシーケンスはセル移動体リンクに使用されるような移動体セルリンクの移動体に対して割当てられる。

【0164】上記直交 PN エンコード方式は、64 によって除算されたチップ速度の最大の速度に対する変調システムによって使用される効果的な帯域幅の拡散および例示的な実施例において使用される数に対する 19200 Hz を限定する。これは、例示的な実施例に説明されるような大きさ  $m$  によりエンコードする  $m$  の使用を予め含む。しかしながら、別の、速度  $r = 1/2$  のように、強制された長さ  $K = 9$  の畳み込みコードはエンコードされた 2 進シンボルの微分 2 進位相シフトキー変調によって使用される。セルサイトにおける復調器は、IEEE Transactions On Information Theory、1983 年 7 月の第 I T-29 巻第 4 号の Andrew J. Viterbi 氏および Andrew M. Viterbi 氏による、論文“Nonlinear Estimation of PSK-Modulated Carrier with Application to Burst Digital Transmission”において説明される技術を使用して短い間隔にわたって位相基準は高められる。例えば、位相基準は上記 64 の方式と同様にチャネルの統一性が要求されない 4 つのシンボルのみによって平均化される。

【0165】しかしながら、今説明された別の方式の特性は、厳密なレイリーフェージングの存在およびマルチパスの状況における好ましい実施例より劣る。しかしながら、例えば、衛星移動体チャネルおよび地上局移動体チャネルのフェージングおよびマルチパスが厳しくない環境では、この別のシステムの特性は好ましい実施例よりも良好である。これは、互いに直交する移動体信号の形成からの利得が DPSK 方式の検出の効率における損失を超えるために生じる。

【0166】別の移動体セルリンクの直交するウォルシュ関数における時間整列の要求を満たすため、各セルサイト受信機は各受信された信号の公称時間からの時間エラーを決定する。与えられた受信された信号の時間が遅れる場合、関係されたセルサイト変調器および送信機は僅かな増分によってこの移動体へ送信の時間を進めるために命令を送信する。反対に、移動体の受信された信号の時間が僅かな時間進んでいる場合、僅かな増分による遅延命令が移動体に送信される。時間調整の増分は、およそ  $1/8$  PN チップあるいは 101.7 ナノ秒で行われる。命令は、10 乃至 50 Hz 程度の比較的低い速度で送信され、デジタル音声データストリームに挿入される単一のビットから構成される。

【0167】柔軟なハンドオフ動作中、移動体ユニットは 2 つ以上のセルサイトから信号を受信する。移動体ユニットがセルサイトの時間調整の命令の 1 つに応じて時間を整列できるので、移動体ユニットは受信される最強のセルサイトから受信された命令に応じてその時間を正常にする。信号が送信された移動体ユニットは、最良の



パスを有するセルサイトによって整列を行う。そうでなければ別のユーザに対する相互干渉が生ずる。

【0168】移動体信号を受信している各セルサイト受信機が上記時間エラーの測定および補正送信動作を実行する場合、全ての移動体の受信された信号は通常ほぼ同じ時間で受信され、干渉が減少する。

【0169】図9は、移動体ユニットCDMA電話装置の例示的なブロック図を示す。移動体ユニットCDMA電話装置は、ダイプレクサ432 を通ってアナログ受信機344および送信パワー増幅器436 に結合されるアンテナ430を含む。アンテナ430 およびダイプレクサ432 は標準的な設計であり、単一のアンテナを通る同時送信および受信を許容する。アンテナ430 は送信された信号を集め、それをダイプレクサ432 を通ってアナログ受信機434 に供給する。受信機434 は、典型的に850MHzの周波数帯域であるダイプレクサ432 からのRF周波数信号を受信して増幅および周波数変換し、IF周波数へ変換する。この変換処理は、受信機を全セルサイト電話周波数帯域の受信周波数帯域内の任意の周波数に同調可能にする標準設計の周波数シンセサイザを使用して行われる。信号はサーチ受信機544 に加えてデジタルデータ受信機540 および542 へ供給するためにフィルタされ、デジタル化される。

【0170】受信機434 の詳細は、図10にさらに示されている。アンテナ430 からの受信信号は、RF増幅器520 およびミキサ504 から構成されているダウンコンバータ500 に供給される。受信された信号は、それらが増幅されてミキサ504 への入力として出力するRF増幅器502 への入力として供給される。ミキサ504 は、周波数シンセサイザ506 からの信号出力である別の入力を供給される。増幅されたRF信号は、周波数シンセサイザ出力信号と混合されてIF周波数へミキサ504 において変換される。

【0171】IF信号は、ミキサ504 からバンドパスフィルタ(BPF)508 へ出力され、それは典型的に表面音波(SAW)フィルタで約1.25MHzの通過帯域を有する。SAWフィルタの特性は、セルサイトによって送信された信号の波形を整合するために選択される。セルサイト送信信号は、例示的な実施例においては1.2288MHzである予め決められた速度でクロックされたPNシーケンスによって変調される直接シーケンススペクトル拡散信号である。このクロック速度は、9.6kbp/sのベースバンドデータ速度の整数倍であるように選択される。

【0172】フィルタされた信号は信号が再び増幅される可変利得IF増幅器510 への入力としてBPF508 から出力される。増幅されたIF信号はIF増幅器から信号がデジタル化されるアナログデジタル(A/D)変換器512 に出力される。デジタル信号へのIF信号の変換は、例示的な実施例においてPNチップ速度の丁度8倍

である9.8304MHzのクロック速度で生ずる。

(A/D)変換器512 は受信機534 の一部分として示されているが、代りにデータおよびサーチ受信機の一部であってもよい。デジタル化されたIF信号はサーチ受信機444 であり、(A/D)変換器512 からデータ受信機440 へ出力される。

【0173】受信機434 は、移動体ユニットの送信パワーを調整するパワー制御機能を実行する。自動利得制御(AGC)回路514 は、IF増幅器510 の出力に結合される。増幅されたIF信号のレベルに応じて、AGC回路514 はIF増幅器510 の利得制御入力にフィードバック信号を供給する。受信機434 は、送信パワー制御回路438 に供給されるアナログパワー制御信号を生成するためにAGC回路514 を使用する。

【0174】図9において、受信機434 からのデジタル化された信号出力は、デジタルデータ受信機440 および442 とサーチ受信機444 に供給される。低価格で低性能な移動体ユニットはデータ受信機を1つだけ有し、高性能な移動体ユニットはダイバーシティ受信を許容する2つ以上のデータ受信機を有していることが理解されるべきである。

【0175】デジタル化されたIF信号は、現在のセルサイトおよび全ての近隣のセルサイトによって送信されるパイロット搬送波と共に多くの進行中の通話中の信号を含む。受信機440 および442 の機能は適当なPNシーケンスによってIFサンプルを相関することである。この相関処理は、適当なPNシーケンスを整合する信号の信号対干渉比を高め、別の信号は高めない“処理利得”技術として知られている特性を提供する。相関出力は搬送波位相基準として最も近いセルサイトからのパイロット搬送波を使用して同時に検出される。この検出処理の結果はエンコードされたデータシンボルのシーケンスである。

【0176】本発明において使用されるPNシーケンスの特性は識別がマルチパス信号に対して行われることである。信号が1つ以上のパスの通過後に移動体受信機に到着する時信号の受信時間に差が生ずる。この受信時間の差は伝播速度によって除算された距離の差に対応する。この時間差が1マイクロ秒を超える場合、相関処理はパス間で識別する。受信機は早いあるいは遅いパスを追跡および受信するために選択できる。受信機440 および442 のような2つの受信機が設けられる場合、2つの独立したパスが追跡され、並列に処理される。

【0177】制御プロセッサ446 の制御に基づいたサーチ受信機444 は、同じセルサイトからの別のマルチパスパイロット信号およびパイロット信号が送信される別のセルサイトに対してセルサイトの受信されたパイロット信号の公称時間の周囲で時間ドメインを連続的に走査する。受信機444 は、公称時間より所望な波形の任意の受信強度を測定する。受信機444 は受信信号中の信号強度

を比較し、最強の信号を示す制御プロセッサ446 に信号強度信号を供給する。

【0178】プロセッサ446 は、異なった最強の信号をそれぞれ処理するために各データ受信機440 および442 に制御信号を供給する。時折、パイロット信号が送信される別のセルサイトは現在のセルサイト信号の強度よりも強くなる。制御プロセッサ446 は、最強のパイロット信号に対応しているセルサイトへの転送を要求している現在のセルサイトを介してシステム制御装置への送信のための制御メッセージを生成する。受信機440 および442 は2つの異なるセルサイトを通して通話を処理する。

【0179】柔軟なハンドオフ動作中、移動体ユニットは2つ以上のセルサイトからの信号を受信している。移動体ユニットがセルサイトのタイミング調整の命令に応じて時間を整列するので、移動体ユニットは受信される最強のセルサイトから受信される命令に応じてその時間を正常に移動する。その移動体ユニットで送信される信号は最良のパスを有するセルサイトと時間的に整列される。それでなければ、別のユーザに対する大きな相互干渉が生ずる。

【0180】データ受信機440 のような例示的な受信機のさらに詳細は図10にさらに詳細に示されている。データ受信機440 は、 $P_N$  および  $P_N$  シーケンスを発生し、セルサイトによって発生されるそれらと対応している  $P_N$  発生器516 および518 を含む。時間およびシーケンス制御信号は制御プロセッサ446 から  $P_N$  発生器516 および518 に供給される。データ受信機440 は、セルサイトと移動体ユニットの通信に関する適当なウォルシュ関数を供給するウォルシュ発生器520 を含む。ウォルシュ発生器520 は時間信号 (図示されていない) および制御プロセッサからの信号を選択する機能に応じて割り当てられたウォルシュシーケンスに対応している信号を発生する。通話設定メッセージの一部として機能選択信号がセルサイトによって移動体ユニットに送信される。 $P_N$  発生器516 および518 から出力される  $P_N$  および  $P_N$  シーケンスは、排他的オアゲート522 および524 にそれぞれ入力される。ウォルシュ発生器520 は、信号が排他的オアされ、シーケンス  $P_N$  および  $P_N$  が出力される排他的オアゲート522 および524 の両方に出力を与える。

【0181】シーケンス  $P_N$  および  $P_N$  は、それらが  $P_N$  QPSK 相関器526 に入力される受信機440 に供給される。 $P_N$  相関器526 は、セルサイトデジタル受信機の  $P_N$  相関器と同様の方法で構成される。 $P_N$  相関器526 は、 $P_N$  および  $P_N$  シーケンスを有する受信された I および Q チャネルデータを相関し、対応しているアキュムレータ528 および530 に相関された I および Q チャネルデータを供給する。アキュムレータ528 および530 は1つのシンボル周期あるいは64チップにわたり入力情報を累積する。アキュムレータ出力は、制

御プロセッサ446 からのパイロット位相信号を受信する位相回転装置532 に供給される。受信されたシンボルデータの位相はサーチ受信機および制御プロセッサによって決定されるパイロット信号の位相にしたがって回転される。位相回転装置532 からの出力は、デインターリーバおよびデコーダ回路に供給される I チャネルデータである。

【0182】制御プロセッサ446 は、入力移動体ユニットのアドレスあるいはユーザ ID に応じてユーザ  $P_N$  シーケンスを発生する  $P_N$  発生器534 を含む。 $P_N$  発生器534からの  $P_N$  シーケンス出力はダイバーシティ結合器およびデコーダ回路に供給される。セル移動体信号は移動体ユーザアドレス  $P_N$  シーケンスとスクランブルされるので、 $P_N$  発生器534 からの出力はセルサイト受信機におけるような移動体ユーザに向けられる信号が送信されるセルサイトのデスクランブルにおいて使用される。 $P_N$  発生器534 は、特に、スクランブルされたユーザデータをデスクランブルするために使用されるデインターリーバおよびデコーダ回路に出力  $P_N$  シーケンスを供給する。スクランブルが  $P_N$  シーケンスに関して論議されているが、既知の技術を含んでいるその他のスクランブル技術が利用されてもよい。

【0183】受信機440 および442 の出力はダイバーシティ結合器およびデコーダ回路448に供給される。回路448 内に含まれるダイバーシティ結合器回路は、単に整列するように受信されたシンボルの2つの流れの時間を調整し、それらを合計する。この加算処理は、2つの流れの相対的な信号強度に対応している数で2つの流れを乗算することによって処理される。この動作は最大の速度のダイバーシティ結合器と考えられる。結果的な結合された信号ストリームは、回路448 内に含まれるフォワードエラー検出器 (FEC) デコーダを使用して復号される。通常のデジタルベースバンド装置はデジタルボコーダシステムである。CDMA システムは様々な異なるボコーダ設計が適応するように設計されている。

【0184】ベースバンド回路450 は、前述された別出願の米国特許明細書において開示されたような可変速度のタイプであるデジタルボコーダ (図示されていない) を典型的に含む。ベースバンド回路450 は、受話器あるいは別のタイプの周辺装置における接続器として供給する。ベースバンド回路450 は、様々な異なるボコーダ設計が適応する。ベースバンド回路450 は、回路448 から供給される情報にしたがってユーザに出力情報信号を供給する。

【0185】移動体セルリンクにおいて、ユーザアナログ音声信号はベースバンド回路560 への入力として受話器を通して典型的に供給される。ベースバンド回路450 はアナログ信号をデジタル信号に変換するアナログデジタル (A/D) 変換器 (図示されていない) を含む。デジタル信号はエンコードするデジタルボコーダに供給



される。ボコード出力はエラー訂正のためにフォワードエラー訂正 (FEC) エンコード回路に供給される。例示的な実施例におけるエラー訂正エンコードの実行は、畳み込みエンコード方式で行われる。デジタル化されたエンコード信号は、ベースバンド回路450 から送信変調器452 に出力される。

【0186】送信変調器452 の第1のウォルシュは送信データをエンコードし、PNシーケンスが通話に関する割当てられたアドレス機能にしたがって選択されるPN搬送波信号をエンコードされた信号で変調する。PNシーケンスは、セルサイトによって送信され、受信機440 および442 と制御プロセッサ446 によって復号される通話設定情報から制御プロセッサ446 によって決定される。別の実施例において、制御プロセッサ446 はセルサイトによる予定によってPNシーケンスを決定する。制御プロセッサ446 は、通話の復号のために送信変調器452 および受信機440 および442 にPNシーケンス情報を供給する。

【0187】送信変調器452 の出力は、送信パワー制御回路438 に供給される。信号送信パワーは、受信機434 から供給されるアナログパワー制御信号によって制御される。形式パワー調整命令におけるセルサイトによって送信される制御ビットはデータ受信機440 および442 によって処理される。パワー調整命令は、移動体ユニット送信のパワーレベルの設定において制御プロセッサ446 によって使用される。この命令に応じて、制御プロセッサ446 は回路438 に供給されるデジタルパワー制御信号を発生する。パワー制御に関する受信機440 および442 、制御プロセッサ446 および送信パワー制御回路438 の関係についての別の情報は、上記別出願の米国特許明細書においてさらに説明されている。

【0188】送信パワー制御回路438 は、送信パワー増幅器回路436 にパワー制御された変調された信号を出力する。回路436 はIF信号を増幅し、適当な出力周波数に信号を同調する周波数シンセサイザ出力信号との混合によってRF周波数に変換する。回路436 は、最終的な出力レベルにパワーを増幅する増幅器を含む。受信人への送信信号は回路436 からダイプレクサ432 に出力される。ダイプレクサ432はセルサイトへの送信のためのアンテナ340 に信号を結合する。

【0189】制御プロセッサ446 はまた、セルサイトダイバーシティモード要求およびセルサイト通信の終了命令のような制御メッセージを生成することができる。これらの命令は送信のための送信変調器452 に供給される。制御プロセッサ446 は、データ受信機440 および442 から受信されるデータに反応し、サーチ受信機444 はハンドオフおよびダイバーシティ結合に関する決定を行う。

【0190】移動体ユニットによる送信に関して、移動体ユーザのアナログ音声信号はデジタルボコードを最初

に通過する。ボコード出力は順次に畳み込みフォワードエラー訂正 (FEC) エンコードされ、PN搬送波信号でエンコードされ、変調される64の直交シーケンスである。64の直交シーケンスは、ウォルシュ関数エンコードによって発生される。エンコードは、畳み込みFECエンコードからの6つの連続的な2進シンボル出力によって制御される。6つの2進が64のウォルシュシーケンスから送信されているものを集合的に決定する。ウォルシュシーケンスは64ビット長である。したがって、ウォルシュ“チップ”速度は9600bpsデータ送信速度に関して $9600 * 3 * (1/6) * 64 = 307200 \text{ Hz}$  でなければならない。

【0191】移動体-セルリンクにおいて、一般の短いPNシーケンスはシステムにおける全音声搬送波のために使用され、ユーザのアドレスのエンコードはユーザのPNシーケンス発生器を使用して行われる。ユーザPNシーケンスは、少なくとも通話中の移動体に独特に割当てられる。ユーザPNシーケンスは、長さが32768に増加された最大の長さの線形シフトレジスタシーケンスである共通のPNシーケンスによって排他的オアされる。結果的な2進信号は直角位相搬送波をそれぞれ2重位相変調し、合成信号を形成するために合計され、バンドパスフィルタされ、IF周波数出力に変換される。例示的な実施例において、フィルタ処理の一部分は2進シーケンス出力で動作している有限インパルス応答 (FIR) デジタルフィルタによって実際に行われる。

【0192】変調器出力はデジタル制御プロセッサおよびアナログ受信機からの信号によってパワー制御され、適当な出力周波数に信号を同調する周波数シンセサイザと混合することによって動作のRF周波数に変換され、最終的な出力レベルに増幅される。送信信号は、ダイプレクサおよびアンテナに送られる。

【0193】図11は、移動体ユニット送信変調器452の好ましく例示的な実施例を示す。データは、ユーザのデジタルベースバンド回路から例示的な実施例において畳み込み的にエンコードされるエンコード600にデジタル信号で供給される。エンコード600の出力は、例示的な実施例においてブロックインターリーブであるインターリーブ602に供給される。インターリーブされたシンボルは、ブロックインターリーブ602から送信変調器452のウォルシュエンコード604に出力される。ウォルシュエンコード604は、コードシーケンス出力を発生するために入力シンボルを利用する。ウォルシュシーケンスは、排他的オアゲート606の1つの入力に供給される。

【0194】送信変調器452は、出力PNシーケンスの決定における入力として移動体ユニットのアドレスを受信するPN発生器608をさらに含む。PN発生器608は、図3および4を参照に説明されたようなユーザの特定な42ビットシーケンスを発生する。全ユーザのPN発生器に共通であり、明らかに説明されていないPN発

生器608のさらなる特性は、出力ユーザのPNシーケンスの発生におけるマスク技術の利用である。例えば、42ビットのマスクはPN発生器を形成するシフトレジスタの列の各レジスタからのビット出力と排他的オアされる42ビットのマスクの各ビットをそのユーザに対して備えられる。マスクおよびシフトレジスタビットの排他的オア動作の結果は、ユーザのPNシーケンスとして使用されるPN発生器出力を形成するために共に排他的オアされる。PN発生器608の出力PNシーケンスおよびシーケンスPN<sub>i</sub>は、排他的オアゲート606に入力される。ウォルシュシンボルデータおよびPN<sub>i</sub>シーケンスは排他的オアゲート606において排他的オアされ、排他的オアゲート610および612の両方への入力として供給される。

【0195】送信変調器452は、PN<sub>i</sub>およびPN<sub>o</sub>シーケンスをそれぞれ発生するPN発生器614および616をさらに含む。全移動体ユニットは、同じPN<sub>i</sub>およびPN<sub>o</sub>シーケンスを使用する。これらのPNシーケンスは、例示的な実施例におけるセルー移動体通信において使用されるゼロシフトである。排他的オアゲート610および612の別の入力は、PN発生器614および616からのPN<sub>i</sub>およびPN<sub>o</sub>シーケンスがそれぞれ設けられている。シーケンスPN<sub>i</sub>およびPN<sub>o</sub>は、送信パワー制御回路438（図9参照）に供給される出力を有する各排他的オアゲートにおいて排他的オアされる。

【0196】例示的な実施例において、移動体ーセルリンクは強制された長さK=9で速度 $r=1/3$ の畳み込みコードを使用する。コードの発生器は、 $G_1=557$ （8進法）、 $G_2=663$ （8進法）および $G_3=711$ （8進法）である。セルー移動体リンクと同様に、コードの反復は、ボコードが20ミリ秒フレームベースで発生する4つの異なるデータ速度を適応させるために使用される。セルー移動体リンクとは異なり、反復されたコードシンボルは低いエネルギーレベルでは空中に送信されず、反復グループの1つのコードシンボルのみが公称パワーレベルで送信される。結論として、例示的な実施例におけるコード反復は、以下に示されるようなインターリーブおよび変調構造における可変データ速度方式に適合する手段として単に使用される。

【0197】正確に1つのボコードフレームである20ミリ秒にわたるブロックインターリーブは、移動体ーセルリンクにおいて使用される。データ速度を9600bpsおよびコード速度を $r=1/3$ と仮定する20ミリ秒のコードシンボルの数は576である。Nがインターリーブアレイの行の数に等しく、Bがインターリーブアレイの列の数に等しいNおよびBパラメータは、それぞれ32および18である。コードシンボルは、行によってインターリーブメモリアレイ中に書き込まれ、列によって読取られる。

【0198】変調フォーマットは、64の直交信号であ

る。換言すると、インターリーブされたコードシンボルは64の直交波形の中から1つを選択するように6グループに分類される。64の時間直交波形は、セルー移動体リンクにおけるカバーシーケンスとして使用される同じウォルシュ関数である。

【0199】データ変調時間間隔は208.33μ秒に等しく、ウォルシュシンボル間隔と呼ばれる。9600bpsの208.33μ秒は2情報ビットに対応し、6つのコードシンボルに等しいコードシンボル速度は28800spsである。ウォルシュシンボル間隔はそれぞれ不変に208.33/64=3.25μ秒の64の等しい時間間隔にさらに分けられ、ウォルシュチップと呼ばれる。ウォルシュチップ速度は、1/3.25μ秒=307.2kHzである。PN拡散速度、1.2288MHzは2つのリンクに対称であるので、1ウォルシュチップにつき4つのPNチップが存在する。

【0200】ユーザの特定な42ビットPN発生器および1対の15ビットのIおよびQチャネルPN発生器の3つPN発生器の合計が移動体ーセルリンク路において使用されている。ユーザの特定な拡散動作にしたがって、信号はセルー移動体リンクにおいて行われるようなQPSK拡散である。各セクタあるいはセルサイトが特有の長さ2<sup>14</sup>のシーケンスによって識別されたセルー移動体リンクとは異なり、全移動体ユニットは同じIおよびQのPNシーケンスを使用する。これらのPNシーケンスはセルー移動体リンクにおいて使用されるゼロシフトシーケンスであり、パイロットシーケンスと呼ばれる。

【0201】コード反復およびエネルギースケールリングは、ボコードによって生成される可変速度を適合させるためにセルー移動体リンクにおいて使用されている。移動体ーセルリンクは、バースト送信に基づいた異なる方式を使用する。

【0202】ボコードは、セルー移動体リンクにおけるような20ミリ秒フレームベースの9600, 4800, 2400および1200bpsの4つの異なるデータ速度を生成する。情報ビットは速度 $r=1/3$ の畳み込みエンコードによってエンコードされ、コードシンボルは3つの低いデータ速度で2, 4および8回繰り返される。したがって、コードシンボル速度は28800spsに一定に保たれている。エンコードにしたがって、コードシンボルは1つのボコードフレームあるいは20ミリ秒に及ぶブロックインターリーブによってインターリーブされる。576コードシンボルの合計は畳み込みエンコードによって20ミリ秒ごとに発生され、その幾つかは繰り返されるシンボルである。

【0203】送信されるコードシンボルシーケンスは、図12において示されている。20ミリ秒のボコードフレームがそれぞれ1.25ミリ秒の16スロットにさらに分けられることに注目する。移動体ーセルリンクの数

値列は、各スロットにおいて 28800 s p s 速度の 36 のコードシンボルあるいは 4800 s p s 速度の同等の 6 つのウォルシュシンボルが存在することである。1/2 の速度、つまり 4800 b p s でスロットはそれぞれ 2 つのスロットを含む 8 グループに分類される。1/4 の速度、つまり 2400 b p s でスロットはそれぞれ 4 つのスロットを含む 4 グループに分類され、最終的に 1/8 の速度、つまり 1200 b p s でスロットはそれぞれ 8 つのスロットを含む 2 グループに分類される。

【0204】例示的なシンボルバースト送信パターンは、図 12 においてさらに示されている。例えば、1/4 の速度、つまり 2400 b p s で第 1 のグループの第 4 のスロット期間中に、インターリーブメモリレイの第 4 および第 8 の行は列で読取られ、連続して送信される。送信されたデータのスロット位置は、干渉を減少するためにランダム化されなければならない。

【0205】移動体-セルリンクのタイミングは、図 13 において示されている。図 13 は、移動体-セルチャネル、つまり音声およびアクセスを含む図 7 のタイミング図に拡散される。移動体-セルリンクの同期は次のステップを具備する。

【0206】1. 同期メッセージを首尾よく復号、つまり CRC チェックする。  
2. 同期メッセージ中で受信される状態を有する長い PN シフトレジスタを負荷する。  
3. シフトされたパイロットを使用するセクタから受信している場合のパイロットコード位相オフセットを補償する。

【0207】この点において、移動体は同期化、つまり PN 同期化および実時間同期化を完了し、アクセスチャネルあるいは音声チャネルのどちらかに送信し始める。

【0208】通話を発信するための移動体ユニットは、セルサイトを介して別のシステムユーザに対する通話を完成するための信号特性を設けなければならない。移動体-セルリンクにおける想像されたアクセス技術はスロットされた ALOHA である。反転チャネルの例示的な送信ビット速度は 4800 b p s である。アクセスチャネルパケットは、情報によって導かれるプレアンプルから構成される。

【0209】プレアンプルの長さは、例示的な実施例において 20 ミリ秒のフレームの整数倍であり、移動体がページングチャネルのメッセージの 1 つにおいて受信するセクタ/セルサイトパラメータである。セルサイト受信機は伝播遅延を解決するためにプレアンプルを使用するので、この方式はセルサイト半径に基づいてプレアンプルの長さを変化できる。アクセスチャネルのユーザ PN コードは予定されるか、ページングチャネル移動体ユニットに送信される。

【0210】変調は、プレアンプル期間中は固定され一定である。プレアンプルにおいて使用される直交波形は

W<sub>0</sub>、つまり全てゼロのウォルシュ関数である。畳み込みエンコーダの入力における全てのゼロのパターンは所望な波形 W<sub>0</sub> を発生することに注目する。

【0211】アクセスチャネルのデータパケットは、1 つあるいは多くて 2 つの 20 ミリ秒フレームから構成される。アクセスチャネルのエンコード、インターリーブおよび変調は、9600 b p s の速度の音声チャネルと正確に同じである。例示的な実施例において、セクタ/セルサイトは 40 ミリ秒のプレアンプルを送信する移動体ユニットを必要とし、アクセスチャネルのメッセージタイプは 1 つのデータフレームを必要とする。k が予め定められた時間の原点から経過される 20 ミリ秒の数であるプレアンプルのフレームの数を N<sub>p</sub> とする。移動体は、式:  $(k, N_p + 2) = 0$  が成立つ場合のみアクセスチャネルの送信を始める。

【0212】別の通信の適用に関して、エラー訂正のエンコード、直交シーケンスのエンコードおよび適用にさらに適合する PN エンコードの様々な装置を再配列することが望ましい。

【0213】例えば、信号が 1 つ以上の地球軌道衛星によって大きな Hub 地球局と移動体端末の間に中継される衛星移動体通信において、チャネルが地球の移動体チャネルよりもさらに位相コヒーレントがすぐれているため、リンクの両方向にコヒーレント変調および復調技術を使用することが望まれる。このような適用において、移動体変調器は上記で説明されるような m のエンコードを利用しない。代わりに、フォワードエラー訂正シンボルの 2 位相あるいは 4 位相変調は、コスタス (Costas) ループ技術を使用する受信された信号から抽出された搬送波位相を有する通常のコヒーレント復調が使用される。加えて、セル-移動体リンクに関してここに記載されるような直交ウォルシュ関数のチャネルが使用される。チャネル位相が合理的にコヒーレントを維持する限り、この変調および復調システムは高いシステム容量を生ずる m の直交信号よりも低い E<sub>b</sub>/N<sub>0</sub> を有する動作を提供する。

【0214】別の実施例において、ボコーダおよび FEC 技術を利用する代わりに RF 波形に直接スピーチ波形をエンコードすることが好ましい。ボコーダおよび FEC 技術の使用は非常に高いリンク特性を生じるが、実行は非常に複雑であり、付加的な費用および高いパワーの消費を生ずる。これらの欠点は、バッテリーの消費および費用が重要であるポケット携帯電話において特に好ましくない。通常のデジタル電話送信の実行において、スピーチ波形は 8 kHz のサンプル速度で 8 ビットのスピーチサンプルとしてデジタルフォーマットで表される。CDMA システムは搬送波位相角度に直接 8 ビットサンプルをエンコードする。これは、ボコーダあるいは FEC エンコーダ/デコーダの必要性をなくす。それは、低い容量を生ずる良好な特性の高い信号対雑音比を必要とす

る。別の実施例において、8ビットのスピーチサンプルは搬送波振幅に直接エンコードされる。別の実施例においてスピーチ波形サンプルは搬送波位相および振幅においてエンコードされる。

【0215】好ましい実施例の前述の説明は、当業者が本発明を形成し、使用することを可能にするために与えられたものである。これらの実施例の様々な変更は当業者に容易に明らかであり、ここに限定される包括的な原理は本発明の機能の利用しない別の実施例に適用される。このように、本発明はここに示される実施例に限定

【図面の簡単な説明】

【図1】 CDMAセルラ電話システムの実施態様の概略図である。

【図2】 CDMAセルラ電話システムに設けられたセルサイト装置のブロック図である。

【図3】 セルサイト受信機のブロック図である。

【図4】 セルサイト送信変調器のブロック図である。

【図5】 セルサイト送信変調器のブロック図である。

【図6】 セルサイト送信変調器のブロック図である。

【図7】 同期チャネルシンボル同期の1例のタイミング図である。

【図8】 直交カバーリングを有する同期チャネルタイミングの実施態様のタイミング図である。

【図9】 総合的なセル移動体リンクタイミングのタイミング図の1例である。

【図10】 移動体電話スイッチング局装置のブロック図である。

【図11】 CDMAセルラ電話システムのCDMA通信のために配置された移動体ユニット電話装置のブロック図である。

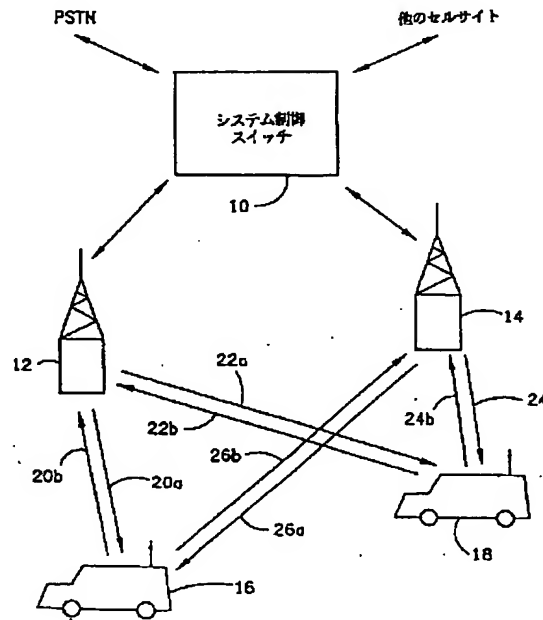
【図12】 移動体ユニット受信機のブロック図である。

【図13】 移動体ユニット送信変調器のブロック図である。

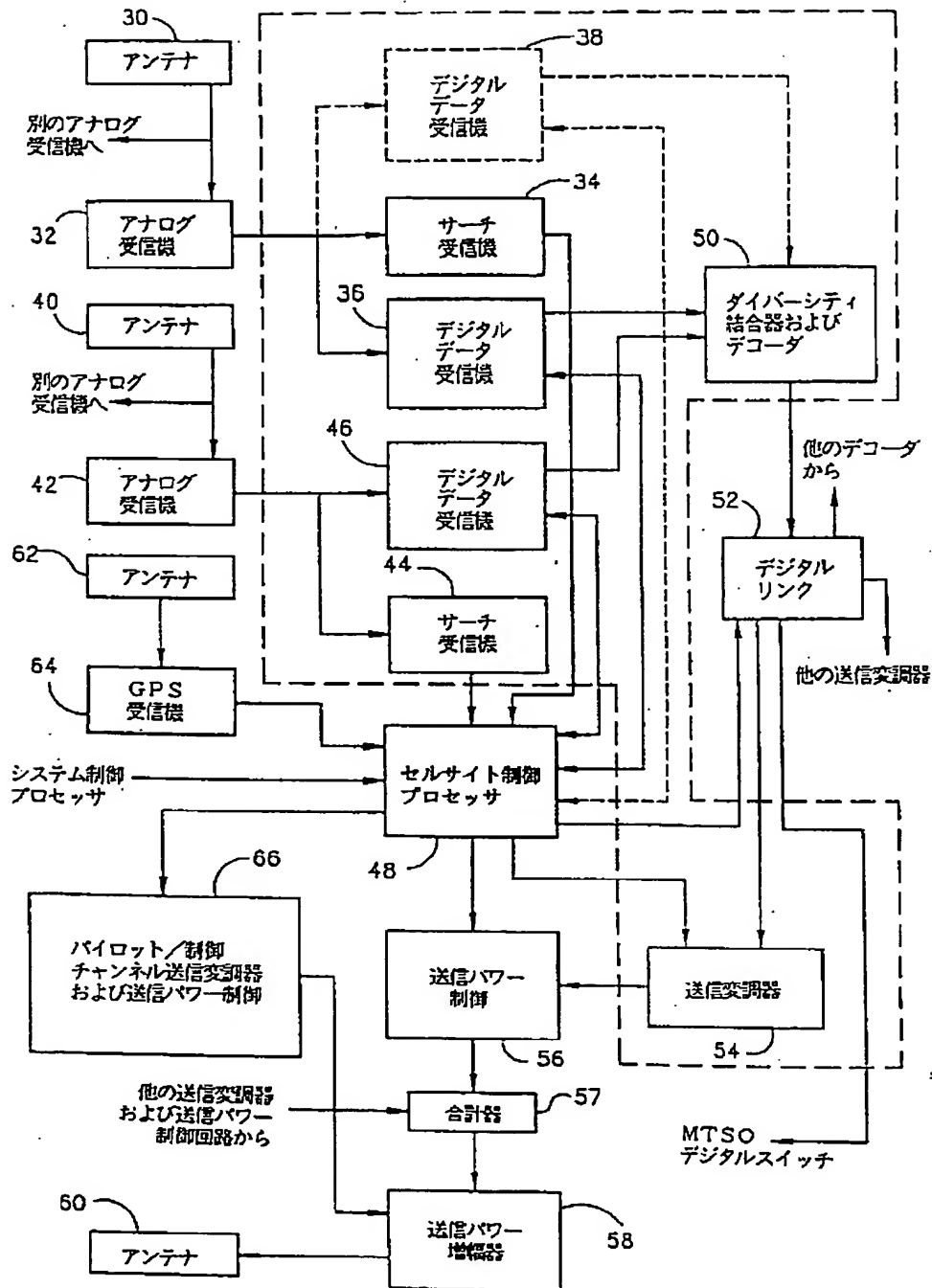
【図14】 バースト伝送の可変データ速度の移動体セルリンクのタイミング図の1例である。

【図15】 総合的な移動体セルリンクタイミングのタイミング図の1例である。

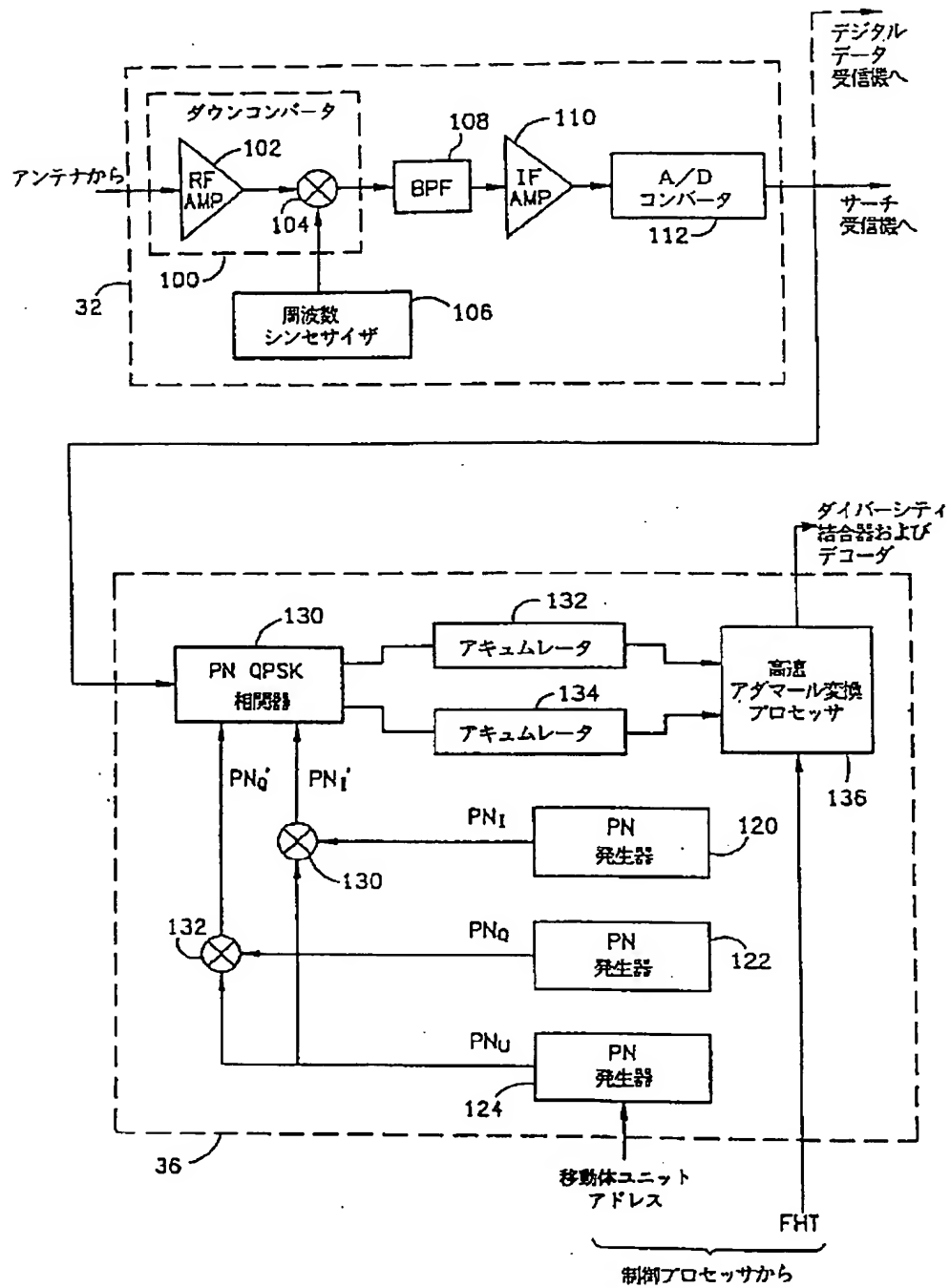
【図1】



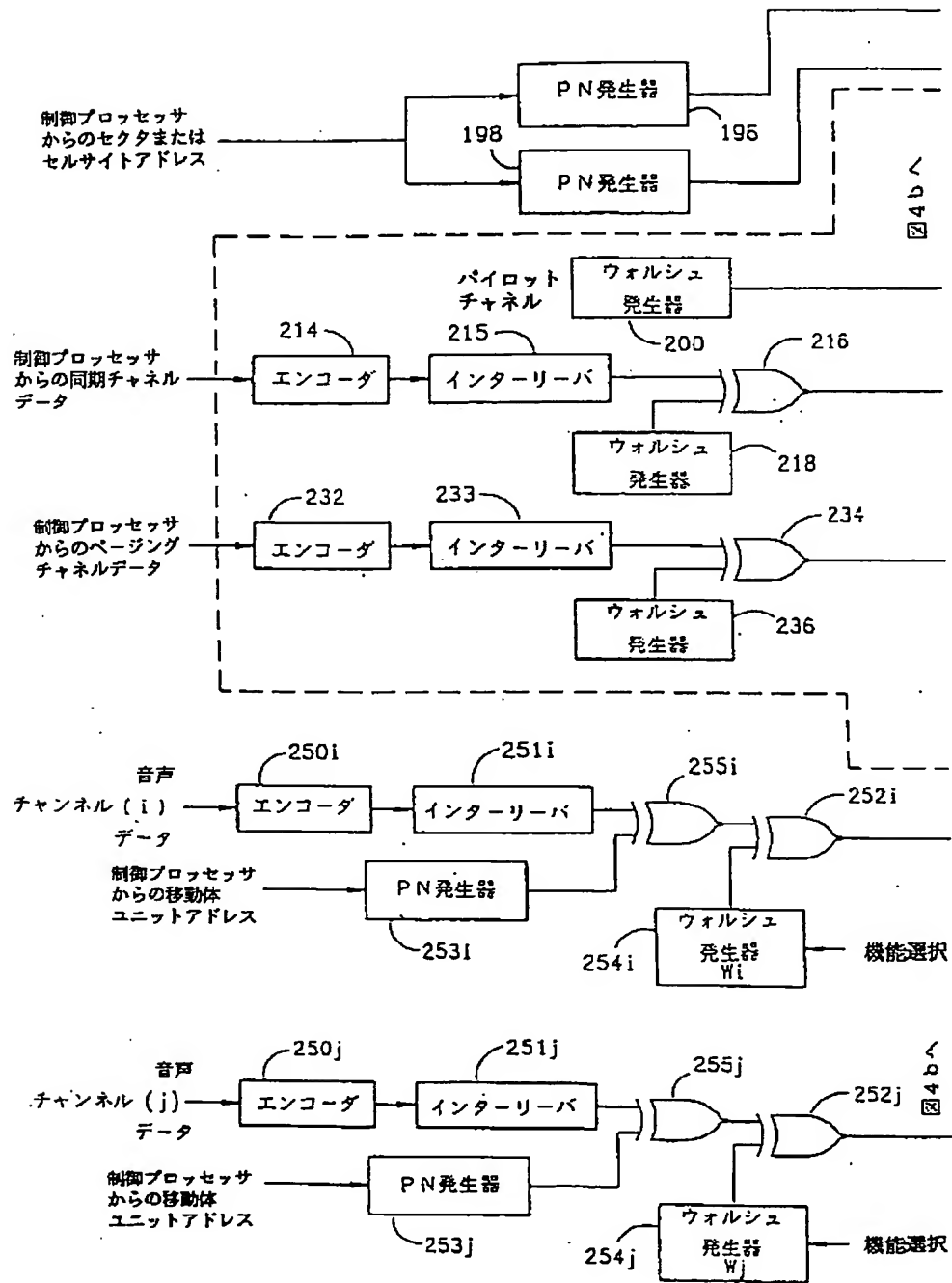
【図 2】



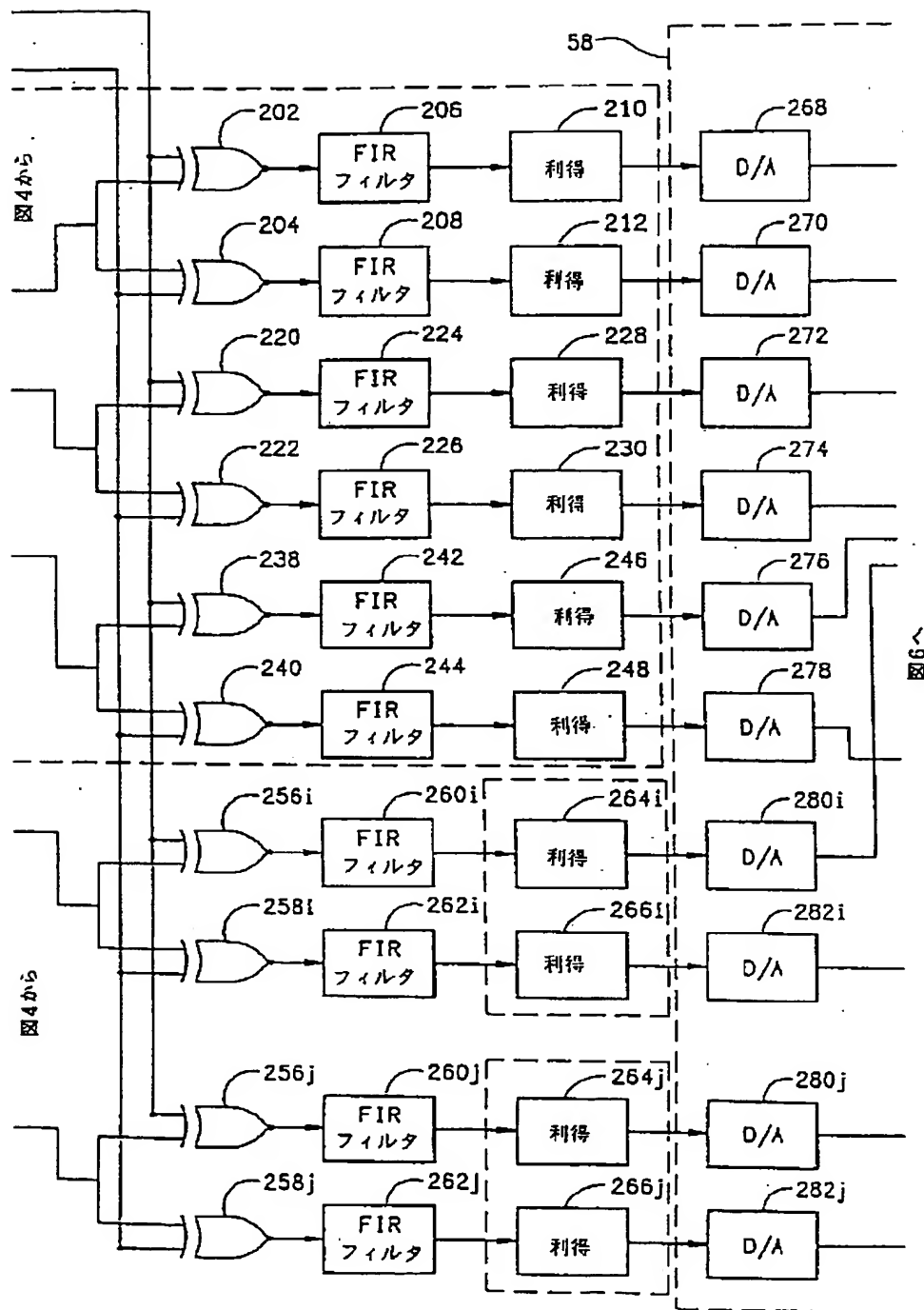
【図 3】



【図 4】

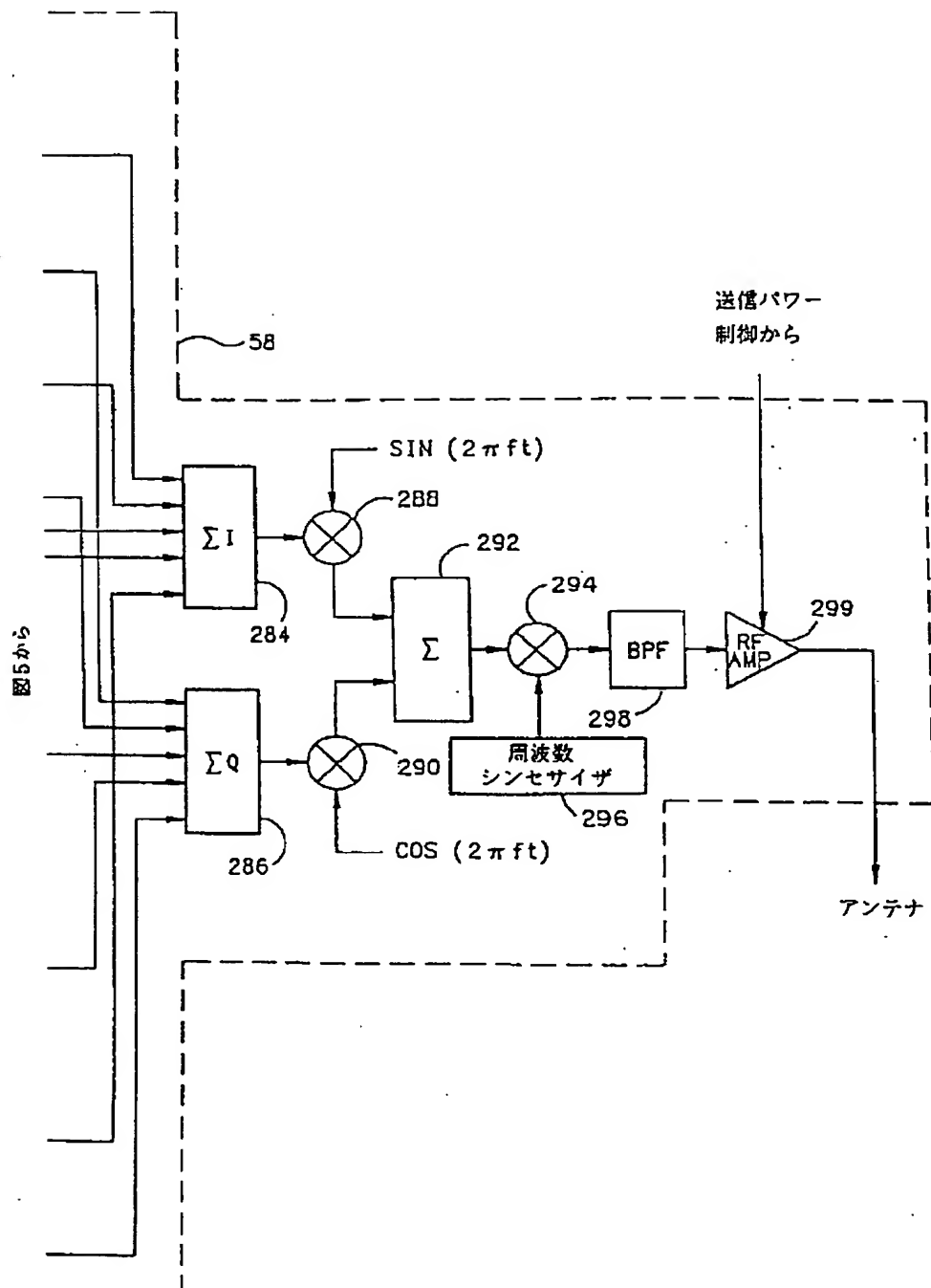


【図5】

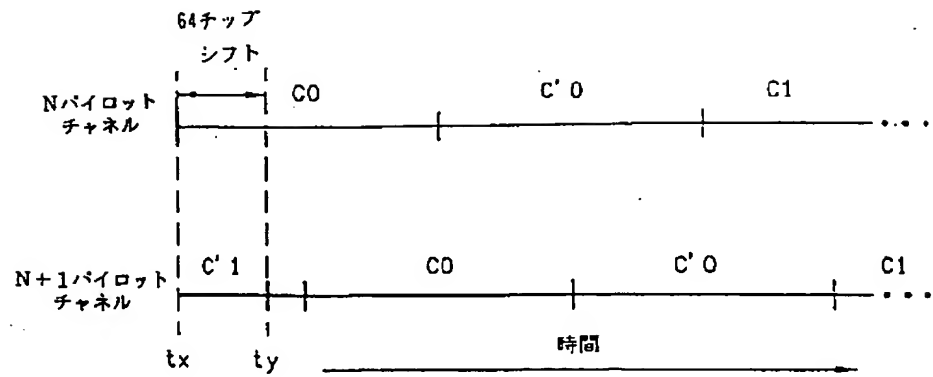




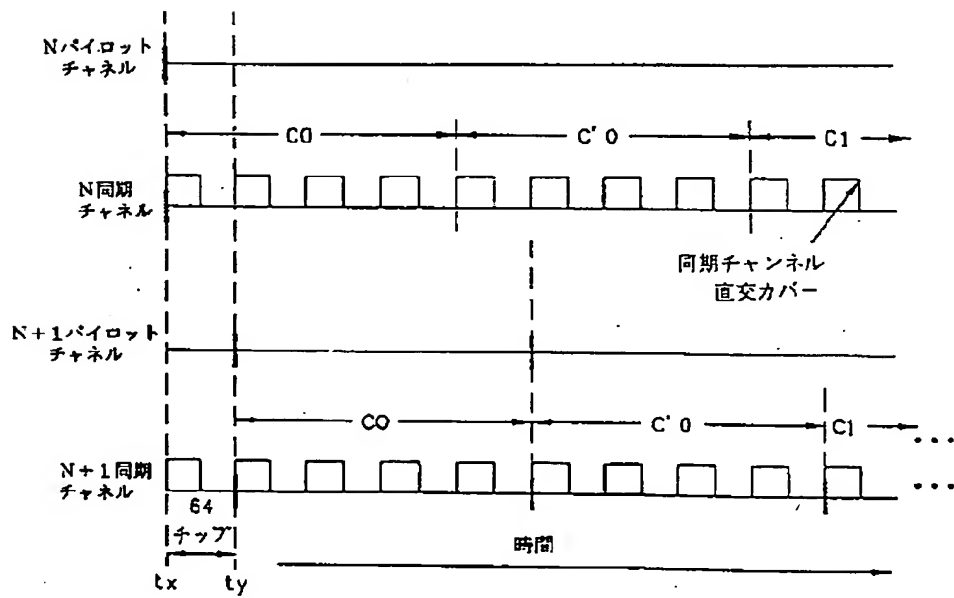
【図 6】



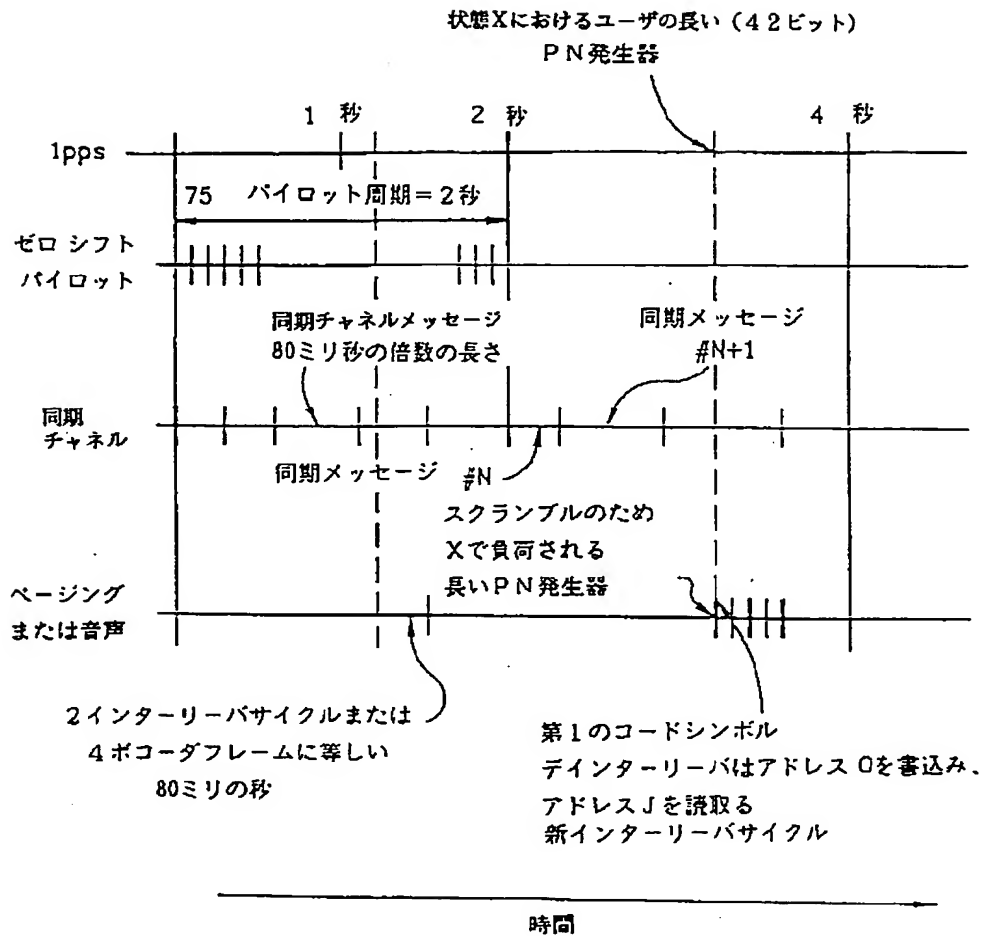
【図 7】



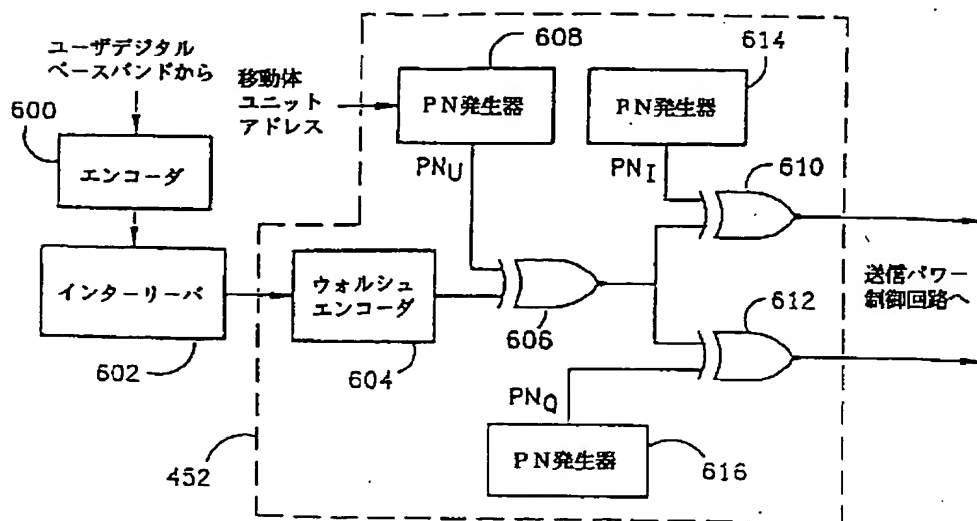
【図 8】



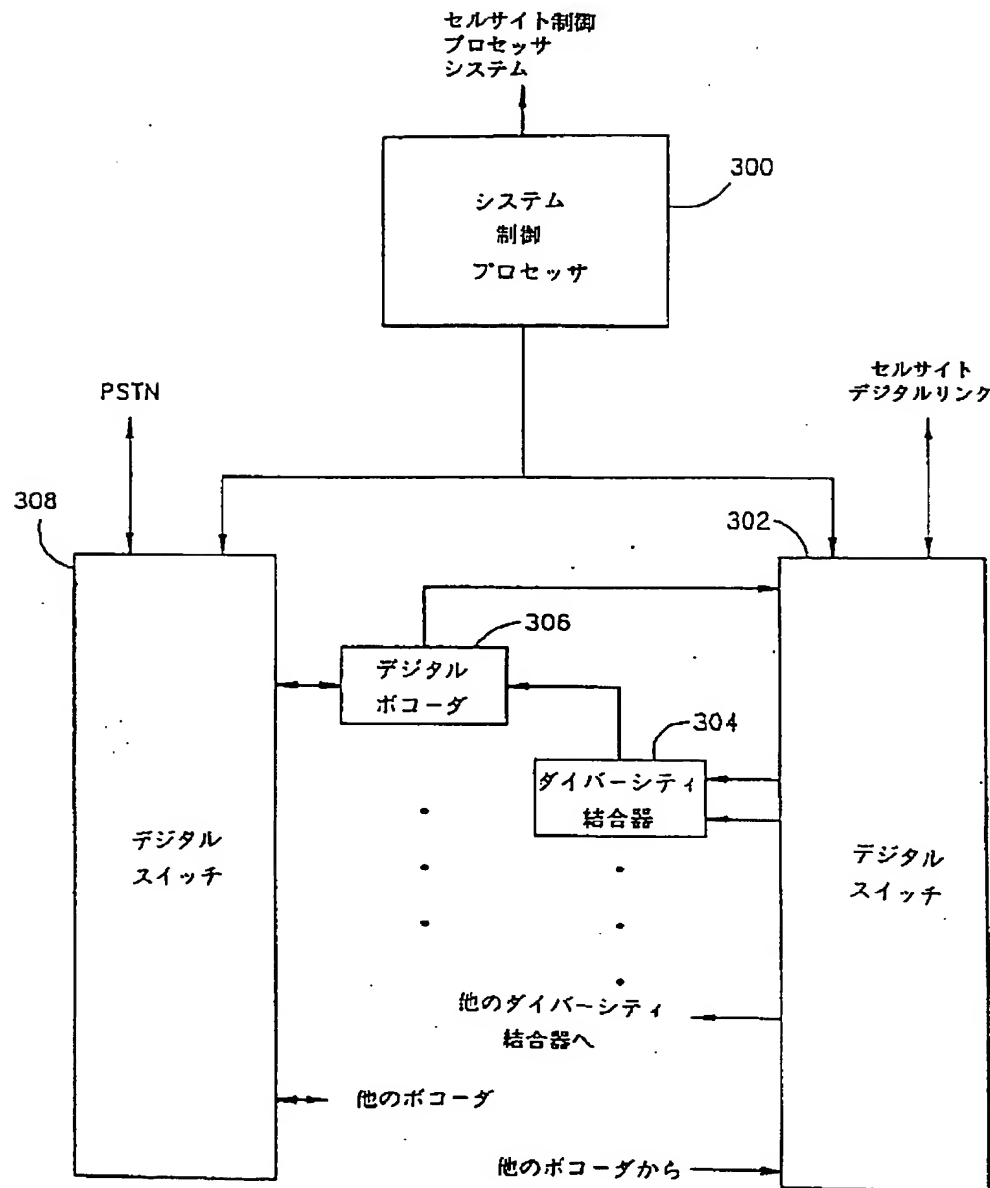
【図9】



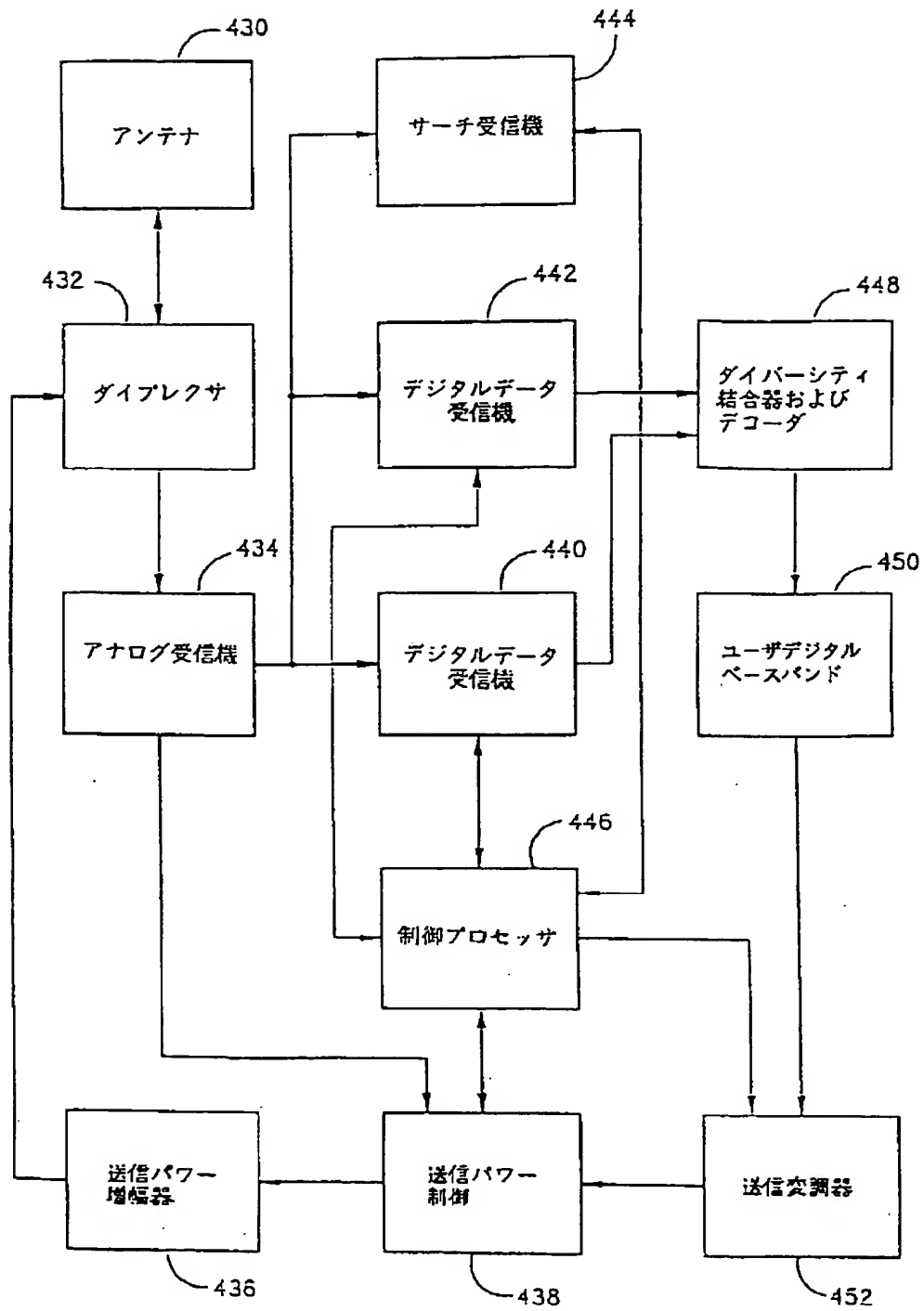
【図13】



【図 10】

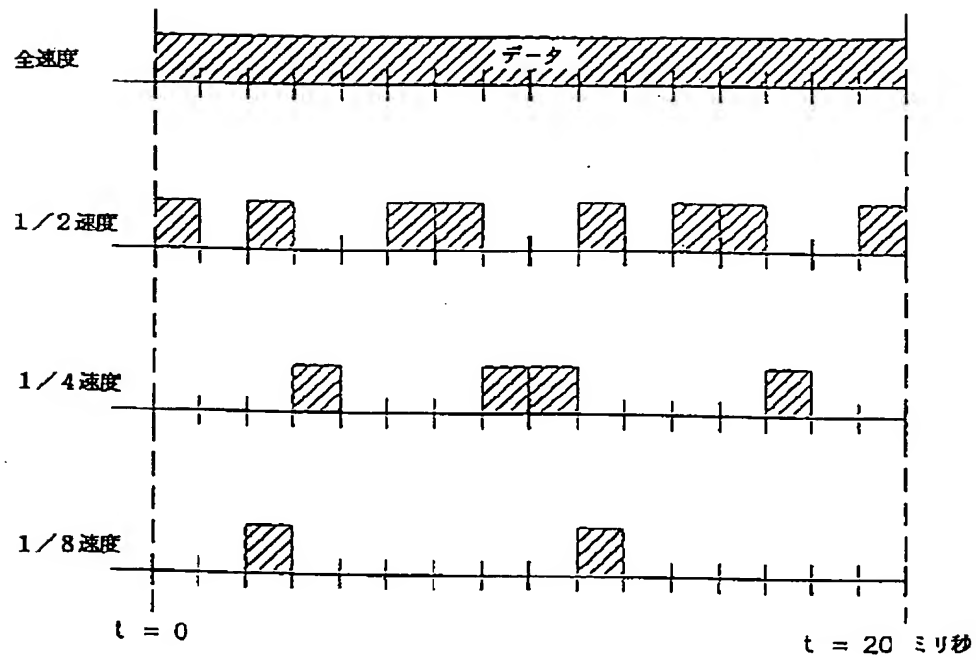


【図 11】

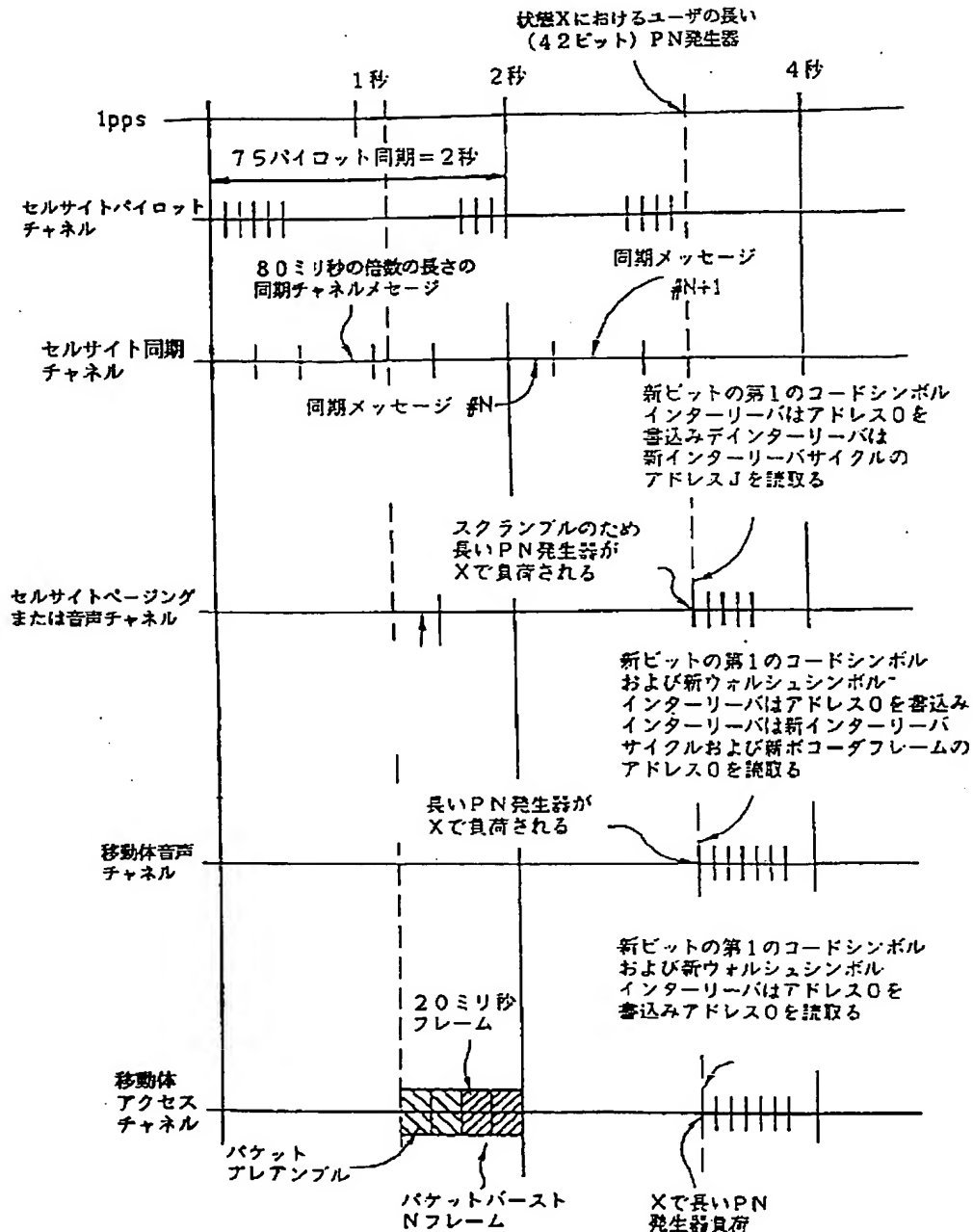




【図 14】



【図 15】



## 【手続補正書】

【提出日】平成11年4月7日

## 【手続補正1】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】特許請求の範囲

【補正方法】変更

【補正内容】

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直接シーケンス方式のスペクトル拡散通信で使用する変調システムにおいて、  
 入力信号を受け取って、前記入力信号のシーケンシャル部分を、前記各入力信号部分の値にしたがって複数の直交バイナリシーケンスから選択された直交バイナリシーケンスのそれぞれ1つに変換するように構成され、複数の直交バイナリシーケンスの選択された1つに対応する



第1の直交シーケンス信号を発生する手段と、  
予め定められた疑似雑音(PN)バイナリシーケンスに  
対応するPN信号を発生する手段と、  
前記第1の直交シーケンス信号と前記PN信号とを結合  
し、結果信号を供給する手段とを具備する変調システ  
ム。

【請求項2】 前記PN信号は、長さが増加された最大  
の長さの線形シーケンスPNコードである請求項1記載  
の変調システム。

【請求項3】 前記PN信号を発生する手段は、前記第  
1の直交シーケンス信号を受け取り、移動体ユニットに  
一意的な付加的な予め定められたPN信号を発生し、前  
記第1の直交シーケンス信号と前記付加的なPN信号と  
を結合して対応する移動体ユニット拡散信号を生成する  
発生器を備えている請求項1または請求項2記載の変調  
システム。

【請求項4】 デジタルユーザデータを受け取って畳み  
込みエンコードして、シンボルデータの出力を生成する  
データエンコーダと、

前記シンボルデータを受け取って予め定められた順序フ  
ォーマットにしたがって構成して、前記入力信号として  
シンボルデータを前記第1の直交シーケンス信号を発生  
する手段に出力するインターリーブとをさらに具備する  
請求項1ないし請求項3のいずれか1項記載の変調シス  
テム。

【請求項5】 前記デジタルユーザデータは、予め定め  
られた時間期間のデータフレーム中にデータビットとし  
て供給される可変速度データであり、前記エンコーダ  
は、入力デジタルデータの各フレーム中の各データビッ  
トに対して3つのシンボルを発生し、前記インターリー  
バは、前記インターリーブからのフレーム当たり一定数の  
シンボル出力を維持するために出力シンボルを繰り返す  
請求項4記載の変調システム。

【請求項6】 第1のPNコードの出力を発生して供給  
する第1のPN発生器と、

第2のPNコードの出力を発生して供給する第2のPN  
発生器と、

前記第1のPNコードと前記結果信号とを受け取って結  
合し、第1のPN拡散データ信号を生成する第1の結合  
手段と、

前記第2のPNコードと前記結果信号とを受け取って結  
合し、第2のPN拡散データ信号を生成する第2の結合  
手段とをさらに具備する請求項1ないし請求項5のいづ  
れか1項記載の変調システム。

【請求項7】 前記予め定められたPNバイナリシーケ  
ンスは第1の長さであり、前記第1および第2のPNコ  
ードは第2の長さであり、前記第1の長さよりも実質的  
に短い請求項6記載の変調システム。

【請求項8】 前記第1の直交シーケンス信号を発生す  
る手段は、64-aryウォルシュシーケンスエンコーダを

備えている請求項1ないし請求項7のいずれか1項記載  
の変調システム。

【請求項9】 前記第1の直交シーケンス信号を発生す  
る手段は、64ウォルシュシーケンスの1つに対応する  
直交シーケンスデータを発生し、64ウォルシュシーケ  
ンスはそれぞれ64ウォルシュチップを含み、64ウォ  
ルシュシーケンスの1つに対応する6つのシンボルバイ  
ナリ値を有する6つの連続シンボルのバイナリ値に応答  
して選択される請求項8記載の変調システム。

【請求項10】 前記第1の直交シーケンス信号を発生  
する手段は、予め選択された速度で前記第1の直交シー  
ケンス信号を発生し、前記PN信号を発生する手段は、  
前記予め選択された速度の倍数である速度でPNコード  
チップを発生する請求項1ないし請求項9のいずれか1  
項記載の変調システム。

【請求項11】 前記PN信号を発生する手段は、前記  
結合手段において前記直交シーケンスの各チップと結合  
するために4つのPNコードチップを発生する請求項1  
0記載の変調システム。

【請求項12】 前記複数の直交バイナリシーケンスの  
各直交バイナリシーケンスは、1組のウォルシュシーケ  
ンスから選択される請求項1ないし請求項11のいずれ  
か1項記載の変調システム。

【請求項13】 直接シーケンス方式のスペクトル拡散  
通信における変調方法において、

入力信号を受け取って、前記入力信号のシーケンシャル  
部分を、前記各入力信号部分の値にしたがって複数の直  
交バイナリシーケンスから選択された直交バイナリシー  
ケンスのそれぞれ1つに変換することにより、複数の直  
交バイナリシーケンスの選択された1つに対応する第1  
の直交シーケンス信号を発生し、

予め定められた疑似雑音(PN)バイナリシーケンスに  
対応するPN信号を発生し、

前記第1の直交シーケンス信号と前記PN信号とを結合  
し、結果信号を供給するステップを具備する変調方法。

【請求項14】 前記PN信号は、長さが増加された最大  
の長さの線形シーケンスPNコードである請求項13  
記載の変調方法。

【請求項15】 前記PN信号を発生するステップは、  
前記第1の直交シーケンス信号を受け取り、移動体ユニ  
ットに一意的な付加的な予め定められたPN信号を発生  
し、前記第1の直交シーケンス信号と前記付加的なPN  
信号とを結合して、対応する移動体ユニット拡散信号を  
生成するステップを含む請求項13または請求項14記  
載の変調方法。

【請求項16】 デジタルユーザデータを受け取って畳  
み込みエンコードして、シンボルデータの出力を生成  
し、  
前記シンボルデータを受け取って、予め定められた順序  
フォーマットにしたがって構成してインターリーブし、

前記入力信号としてシンボルデータを出力するステップをさらに具備する請求項 1 3 ないし請求項 1 5 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 1 7】 前記デジタルユーザデータは、予め定められた時間期間のデータフレーム中にデータビットとして供給される可変速度データであり、前記エンコードは、入力デジタルデータの各フレーム中の各データビットに対して 3 つのシンボルを発生し、前記インターリーブは、フレーム当たり一定数のシンボル出力を維持するために出力シンボルを繰り返す請求項 1 6 記載の変調方法。

【請求項 1 8】 第 1 の PN コードの出力を発生して供給し、第 2 の PN コードの出力を発生して供給し、前記第 1 の PN コードと前記結果信号とを受け取って結合し、第 1 の PN 拡散データ信号を生成し、前記第 2 の PN コードと前記結果信号とを受け取って結合し、第 2 の PN 拡散データ信号を生成するステップをさらに具備する請求項 1 3 ないし請求項 1 7 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 1 9】 前記予め定められた PN バイナリシーケンスは第 1 の長さであり、前記第 1 および第 2 の PN コードは第 2 の長さであり、前記第 1 の長さよりも実質的に短い請求項 1 8 記載の変調方法。

【請求項 2 0】 前記第 1 の直交シーケンス信号を発生するステップは、6 4-ary ウォルシュシーケンスを発生

するステップを含む請求項 1 3 ないし請求項 1 9 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 2 1】 前記第 1 の直交シーケンス信号を発生するステップは、6 4 ウォルシュシーケンスの 1 つに対応する直交シーケンスデータを発生するステップを含み、6 4 ウォルシュシーケンスはそれぞれ 6 4 ウォルシュチップを含み、6 4 ウォルシュシーケンスの 1 つに対応する 6 つのシンボルバイナリ値を有する 6 つの連続シンボルのバイナリ値に応答して選択される請求項 2 0 記載の変調方法。

【請求項 2 2】 前記第 1 の直交シーケンス信号を発生するステップは、予め選択された速度で前記第 1 の直交シーケンス信号を発生するステップを含み、前記 PN 信号を発生するステップは、前記予め選択された速度の倍数である速度で PN コードチップを発生するステップを含む請求項 1 3 ないし請求項 2 1 のいずれか 1 項記載の変調方法。

【請求項 2 3】 前記 PN 信号を発生するステップは、前記直交シーケンスの各チップと結合するために 4 つの PN コードチップを発生するステップを含む請求項 2 2 記載の変調方法。

【請求項 2 4】 前記複数の直交バイナリシーケンスの各直交バイナリシーケンスは、1 組のウォルシュシーケンスから選択される請求項 1 3 ないし請求項 2 3 のいずれか 1 項記載の変調方法。

#### フロントページの続き

(72) 発明者 アーウィン・エム・ジャコブス  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92037、ラ・ジョラ、インバネス・コート  
2710

(72) 発明者 ロベルト・パドバニー  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92130、サン・ディエゴ、フツラ・ストリート 12634

(72) 発明者 リンゼイ・エー・ウィーバー・ジュニア  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92122、サン・ディエゴ、トニー・ドライブ 3419

(72) 発明者 チャールズ・イー・ウェトレイ・ザ・サード  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92014、デル・マー、カミニト・デル・バルコ 2208

(72) 発明者 アンドリュー・ジェイ・ピタービ  
アメリカ合衆国、カリフォルニア州  
92037、ラ・ジョラ、グレンウィック・プレイス 2712